

radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Einfache Panorama-Empfangs-
einrichtung für den Amateur

PREIS DM 2,00

VERLAGSPOSTAMT LEIPZIG · 8. JAHRGANG

AUGUST 1959

15



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN



AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 458

Dipl.-Ing. Norbert Wass

8. Jahrestagung der Elektrotechniker 459

REMA — eine Privatfirma in der

Deutschen Demokratischen Republik 461

Bobby und Minorette — zwei Kleinstsuper

mit gedruckter Schaltung 463

Gedruckte Schaltungen

in keramischer Technik 467

Tschechoslowakischer

Transistorempfänger T 58 469

Neues aus der Halbleitertechnik 469

Dipl.-Ing. Lothar Auer

Zwei einfache Transistorprüfer 473

Werner Taeger

Die Abhängigkeit der

Transistorkennwerte vom Arbeitspunkt

und den Betriebsdaten 476

Grundlagen der Elektronik (6) 479

Neues aus der sowjetischen Elektronik:

Ein Transistor-Beta-Gamma-Radiometer 481

Ing. O. Orlik

Frequenzmessung von Rechteckimpulsen 482

Hagen Jakubaschk

Einfache Panorama-Empfangseinrichtung

für Demonstrations- und Amateurzwecke 484

Ing. Fritz Kunze

Röhreninformation SRS 4451 487

Fachbücher

3. U.-S.

OBSAH

Oznámení a stručné zprávy 458

Dipl.-Ing. Norbert Wass

8. roční zasedání elektrotechniků 459

Rema — soukromý závod v NDR 461

Bobby a Minorette — dva malé super-
hety s tištěným spojy 463

Tištěné spoje v keramické technice 467

Československý transistorový přijímač
T 58 469

Novinky z techniky polovodičů 469

Dipl.-Ing. Lothar Auer

Dva jednoduché měřidla pro
transistory 473

Werner Taeger

Odvislost transistorových hodnot od
pracovního bodu a provozních hodnot 476

Základy elektroniky (6) 479

Novinky ze sovětské elektroniky:
Transistorový Beta — Gamma — Radio-
metr 481

Ing. O. Orlik

Měření frekvence obdélníkových
impulsů 482

Hagen Jakubaschk

Jednoduché panorámové přijímač
zařízení pro demonstraci a amatérské
účely 484

Ing. Fritz Kunze

Elektroniková informace SRS 4451 487

Odborné knihy

3. strana obálky

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 458

Инж. Норберт Васс

8-ая конференция электротехников 459

«Рема» — частная фирма в Германской
Демократической Республике 461

«Бобби» и «Миноретте» —
миниатюрные супергетеродинные
приемники с печатными схемами 463

Печатные схемы из керамики 467

Чехословацкий транзисторный
приемник T 58 469

Новое в технике полупроводников 469

Диплом-инж. Лотар Ауер

Два простые прибора для испытания
полупроводниковых триодов 473

Вернер Тэгер

Зависимость параметров полупрово-
дниковых триодов от режима работы 476

Основы электроники (6) 479

Новое в советской электронике:
транзисторный радиометр
для бета- и гамма-лучей 481

Инж. О. Орлик

Измерение частоты прямоугольных
импульсов 482

Гаген Якубашк

Простое панорамное приемное
устройство для демонстрационных и
радилюбительских целей 484

Инж. Фриц Кунце

Характеристики новой лампы SRS 4451 487

Литература

3. стр. 0-и

Verlag DIE WIRTSCHAFT

Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 011448
Verlagsdirektor: Walter Franze

radio und fernsehen

Komm. Chefredakteur und
Verantw. Redakteur: Klaus K. Streng
Veröffentlicht unter ZLN 5227

Alleinige Anzeigenannahme: DEWAG-Wer-
bung, Berlin C 2, Rosenthaler Straße 25-31, und
alle DEWAG-Filialen in den Bezirksstädten.
Gültige Preisliste Nr. 5

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36
Nachdruck und Auszüge nur mit Genehmigung
des Verlages. Alle weiteren Rechte vorbehalten.
Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
DIE WIRTSCHAFT, Berlin
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter; der örtliche Buchhandel und der Verlag.
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R.E.P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Politiv Administrative C.F.R.,
Bukarest
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava,
Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechat“, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura“ Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

CONTENTS

Information and Reports 458

Dipl.-Ing. Norbert Wass

8. Annual Convention of Electrical Engineers 459

REMA — a Private Business Firm in the German Democratic Republic 461

Bobby and Minorette — Two Miniaturized Superhets with Printed Circuit 463

Printed Circuit on Ceramic Basis 467

Czechoslovakian Transistor Receiver T 58 469

News of the Semiconductor Technique 469

Dipl.-Ing. Lothar Auer

Two Simple Testers for Transistors 473

Werner Taeger

The Dependence of the Transistor Data upon the Operating Point and the Operating Characteristics 476

Principles of Electronics (6) 479

News of the Soviet Electronics:

A Transistor Radiometer for Beta and Gamma Rays 481

Ing. O. Orlik

Measuring Frequency of Rectangular Impulses 482

Hagen Jakubasch

Simple Panorama Receiver for Demonstration and Amateur Applications 484

Ing. Fritz Kunze

Vacuum-Tube Information SRS 4451 487

Technical Books

3rd Cover Page

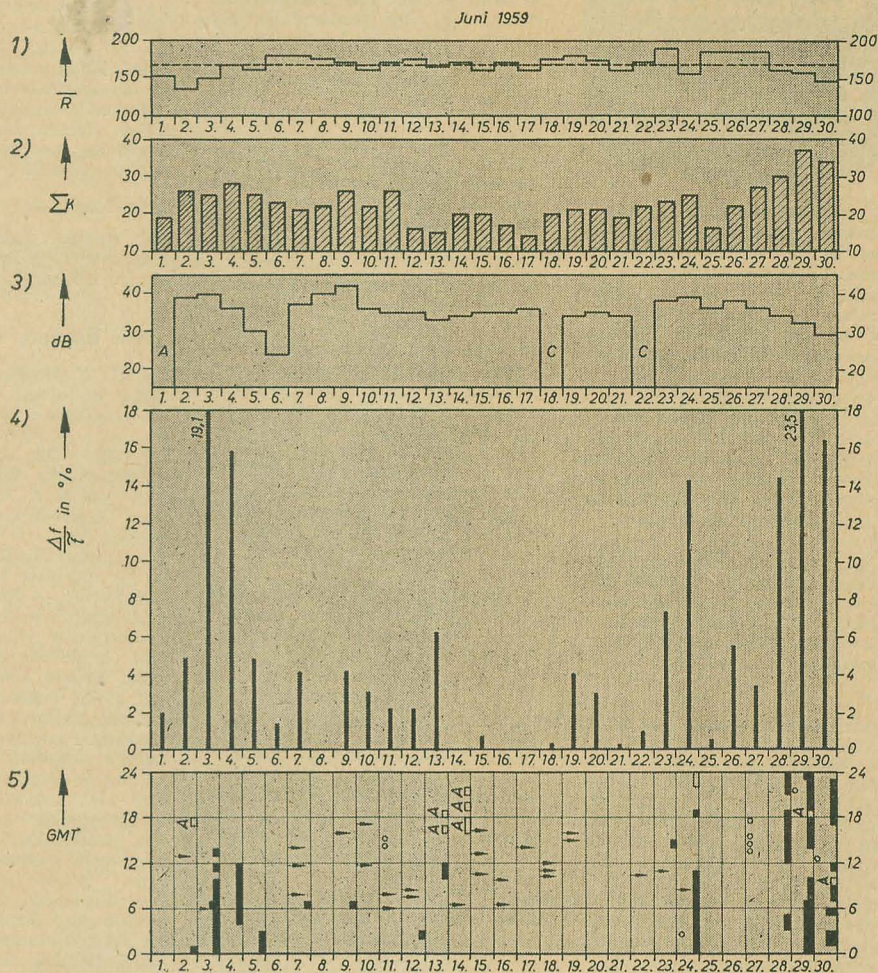


Titelbild:

Auf Wunsch einiger Leser und weil es zur Jahreszeit paßt, bringen wir nochmal ein Titelbild mit... einem Kofferempfänger (Rema „UKW-Trabant“) Foto: H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im Juni 1959 und Vorschau für Aug. 1959

Herausgegeben v. Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



1) Sonnenteckenrelativzahlen (Zürich)

2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)

3) Mittagsdämpfung auf 3,18 MHz
C = Gerätesörung A = Abdeckung

4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2 -Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)
 $\Delta f = \bar{f} - f_m$ für $\bar{f} < f_m$ $\Delta f = 0$
 $\bar{f}$ = Monatsmedianwert der Grenzfrequenz
 f_m = gemessene Grenzfrequenz

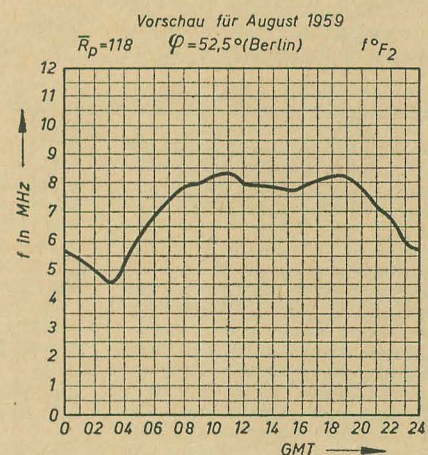
5) relativer Abfall der F_2 -Grenzfrequenzen (Juliusruh/R.) bezogen auf den Monatsmedian

■ $\frac{\Delta f}{f} = 18 \dots 29 \%$
■ $= 30 \dots 39 \%$
■ $= 40 \dots 49 \%$
■ $= 50 \%$ und darüber

→ Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)

○ plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes $A \geq 60 \gamma$ bezogen auf eine Stunde

□ Streuecho □ Abdeckung durch E-Schicht



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

Neue Rundfunkübertragungseinrichtungen ●

Trabant — ein UKW-Kofferempfänger ●

Hinweise für den Bau eines Reisesupers mit UKW ●

TV-Empfänger „Favorit“ ●

Schwingschaltungen mit Transistoren ●

Einiges über die V-Antennen ●

Goniometerpeilanlage FGS 330 Typ 1310.6 A1 ●

Nachrichten und Kurzberichte

▼ Dem amerikanischen Naturforscher und Nobelpreisträger Prof. Dr. Dr. h. c. Linus Pauling wurde bei einem Besuch in der Hauptstadt der Deutschen Demokratischen Republik die Würde des Ehrendoktors der Berliner Humboldt-Universität verliehen.

▼ In Moskau wurde Anfang Juli eine Ausstellung elektronischer und kernphysikalischer Meßgeräte aus der Deutschen Demokratischen Republik eröffnet, auf der Erzeugnisse aus 21 DDR-Betrieben gezeigt wurden.

▼ Ein Fernsehsender im UHF-Bereich (Bildträger 503,25 MHz, Tonträger 508,75 MHz) des Norddeutschen Rundfunks führte im ersten Halbjahr dieses Jahres Versuchssendungen durch.

Vorfristige Erfüllung des Halbjahresplanes

um zehn Tage meldet Stern-Radio Sonneberg. Bisher wurden 1000 Empfänger des Typs „Erfurt“ zusätzlich an den Handel geliefert. Insgesamt sollen 1959 für 1,9 Millionen DM Rundfunkgeräte über den Plan hinaus produziert werden. Jetzt wird weiter auf das große Ziel zu Ehren des 10. Jahrestages der Deutschen Demokratischen Republik hin gearbeitet, bis zum 7. Oktober den Jahresplan mit 80% zu erfüllen. Eine Verbesserung der Produktion soll u. a. durch die Bildung einer so-

Erfolgreicher sowjetischer Raketenversuch

Am 2. und 10. Juli startete die Sowjetunion jeweils eine einstufige geophysikalische ballistische Mittelstreckenrakete mit zwei Hunden und einem Kaninchen bzw. zwei Hunden sowie wissenschaftlichen Apparaturen mit einer Masse von insgesamt 2000 kg bzw. 2200 kg an Bord. Die Tiere waren zum Studium der Lebensfunktion von Lebewesen beim Flug in großen Höhen an Bord gebracht worden. Die Geräte dienten u. a. der Erforschung des ultravioletten Bereiches des Sonnenspektrums, der Struktur der Ionosphäre, des Mikrometeoritenstroms, der Richtung der Geschwindigkeit von Luftströmungen in verschiedenen Höhen, der

▼ In Moskau läuft seit einiger Zeit täglich ab 19.00 Uhr ein zweites Fernsehprogramm.

▼ Das Institut für Theoretische Physik an der Universität Kiel hat eine neue Radio-Sternwarte erhalten. Ihr Empfangsparabolspiegel besitzt einen Durchmesser von 7,5 m.

▼ Wie die ersten Mitteilungen über die westdeutschen Rundfunkempfänger der neuen Saison erkennen lassen, zeichnen sich zwei Merkmale ab: Spitzengeräte für stereofonischen Empfang einzurichten und die Fertigung von Kleinsupern mehr in den Vordergrund zu stellen.

▼ Einen Röhrenberatungsausschuß bilden die amerikanischen Firmen CBS-Hytron, General Electric, Philco, RCA, Raytheon, Sylvania, Tung-Sol und Westinghouse. Er wird sich im Hinblick auf die sprunghafte Entwicklung der Transistortechnik mit den Aussichten und den Möglichkeiten der Röhrentechnik beschäftigen.

▼ Maximal 50 000 Buchstaben je Sekunde gibt ein neuer Elektronenstrahlenschreiber von Philco wieder.

zialistischen Arbeitsgemeinschaft zwischen dem VEB Stern-Radio Sonneberg und der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau und durch Mitarbeit der Technischen Hochschule Dresden erreicht werden.

Der VEB Kondensatorenwerk Gera konnte mit dem Erreichen seines Halbjahreszieles bereits am 20. Juni gleichzeitig die Erfüllung seiner Verpflichtung zum Geburtstag unserer Republik melden.

Bestimmung der Dichte, des Drucks, der Temperatur und der Zusammensetzung der Atmosphäre entsprechend der Höhe. Die Versuche verliefen erfolgreich. Eine Rettungsvorrichtung gewährleistete jeweils die Rückkehr der Zelle und des Behälters mit den Geräten und den Versuchstieren, die sich von der Rakete getrennt hatten, zur Erde.

Eine internationale Konferenz über kosmische Strahlung

fand Anfang Juli in Moskau statt. Beteiligt waren Wissenschaftler aus 26 Ländern, darunter aus der DDR, den USA, Großbritannien und Japan.

erhalten, die in der Atomforschung und Anwendung für wirtschaftliche und medizinische Zwecke noch nicht fortgeschritten sind. Ferner werden zahlreiche Stipendien zur Förderung des wissenschaftlichen Nachwuchses vergeben, wobei ein großer Teil der Studenten und künftigen Kerntechniker an Universitäten und in Laboratorien der Sowjetunion ausgebildet werden soll.

Tschechoslowakische Kobaltkanone

Fachleute der CSR arbeiten zur Zeit an einer Kobaltkanone mit einer Leistung von 1000 Curie für die Heilung bösartiger Geschwülste, auf die man nicht mit Röntgenbestrahlung einwirken kann, und an einem Bestrahler für die Heilung von Geschwülsten der Schilddrüse, dessen Heilkraft auf der Strahlung des Radioisotops von Cäsium beruht.

Abkommen über Strahlenschutz

Den Entwurf eines Abkommens über Strahlenschutz billigte auf der Jahreskonferenz in Genf die

„Was passiert, wenn Frieden ausbricht!“

„What If Peace Breaks Out?“ fragt in einem Leitartikel die amerikanische Zeitschrift „electronics“ in ihrer Ausgabe vom 5. 6. 1959, S. 32.

„Die meisten Wirtschaftler sind sich darüber einig, daß unsere unerwartet schnelle Erholung von der Krise 1957 wesentlich auf die 41 Milliarden Dollar — mit fast 5 Milliarden für Elektronik — Rüstungsausgaben zurückzuführen ist“, stellt der Finanzexperte der „electronics“ fest. „Aber was passiert morgen, wenn Friede ausbrechen sollte?“ Mit dieser Frage spielt der Autor auf die Entschlossenheit der Sowjetunion an, den Entscheidungskampf zwischen dem kapitalistischen und dem sozialistischen System nicht auf dem Feld der interkontinentalen ballistischen Raketen, sondern auf dem des wirtschaftlichen Wettbewerbs zu führen.

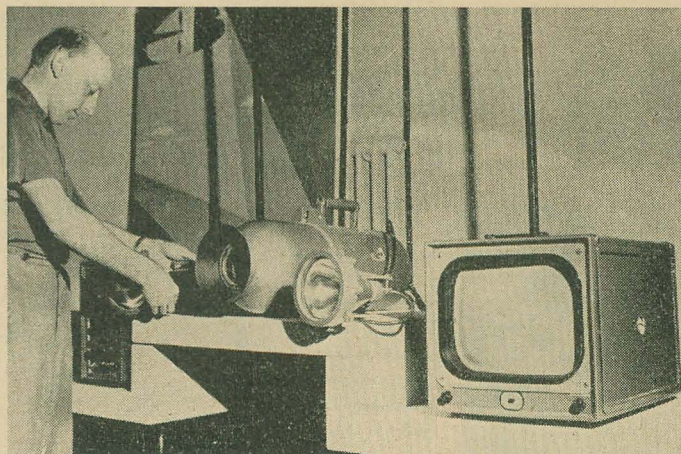
Die Electronic Industries Association (Vereinigung der Betriebe der Elektroniktechnik)... rechnet im Steuerjahr 1959 mit 5,49 Milliarden Dollar an Rüstungsaufträgen. Es wird erwartet, daß diese Summen bis 1970 auf 12,4 Milliarden Dollar ansteigen. Aber diese Annahme stützt sich auf die Fortsetzung des kalten Krieges mit dem gleichen Grad der Intensität.

Was geschieht jedoch, wenn die Friedenspolitik der Sowjetunion auch in den USA Unterstützung findet bzw. wenn die Rivalität zwischen US-Armee, Flotte und Luftwaffe auf Kosten der Elektronik ausgetragen wird?

„In den letzten zwei Jahren sind die Aktien der Betriebe der Elek-

troniktechnik weit über ihren Wert hinausgeschossen... Die Aktien könnten sehr leicht fallen“, stellt der Experte der „electronics“ fest. „Unglückseligerweise sind die Geschicke vieler kleiner und mittlerer Gesellschaften auf dem Elektronikgebiet auf das engste mit der Rüstung verbunden (die großen nicht? [d. Red.]). Diese Gesellschaften würden in höchster Gefahr schweben.“ ... „Ein jäher und langer Sturz der Aktien der Elektronikgruppe könnte auch andere Zweige der Industrie mit sich ziehen... Eine derartige Umstellung könnte das Vertrauen in die Erholung der Wirtschaft nach der Krise 1958 unterminieren.“ Der offensichtliche, wenn auch nicht ausgesprochene Zweck dieses Artikels besteht in der Aufforderung an die Herren der Industrie der Elektronik, um ihrer überhöhten Aktienkurse und Gewinne willen ihren ganzen politischen Einfluß dahingehend einzusetzen, daß der kalte Krieg mit unverminderter Schärfe fortgesetzt werde.

Berichtigung: In radio und fernsehen 9 (1959) S. 286, Tabelle 2 beträgt der Wert für den Anodenruhestrom der DL 96 in Sparschaltung 1,75 statt — wie irrtümlich angegeben — 7,5 mA. Herr Dipl.-Ing. G. Seidel bittet uns die Unterschrift des Bildes 4 in radio und fernsehen 11 (1959) S. 334 insofern zu berichtigen, daß mit der Firma Preh noch kein Lizenzvertrag abgeschlossen wurde.



13 000 Fernsehgeräte mit 43-cm-Bildröhre oder 53-cm-Bildröhre werden in diesem Jahr aus der ungarischen Volksrepublik importiert. Im vergangenen Jahr bezog die Deutsche Demokratische Republik aus Ungarn 7000 Fernsehempfänger und 50 000 Mittelsuper

Dipl.-Ing. NORBERT WASS, KDT

8. Jahrestagung der Elektrotechniker

Die Fragen der Standardisierung ganzer Baugruppen, der Typenbeschränkung der Erzeugnisse und der Spezialisierung der Produktion stehen heute im Mittelpunkt der Maßnahmen bei der sozialistischen Rekonstruktion der gesamten Elektroindustrie. Der Fachverband Elektrotechnik der Kammer der Technik hat auf seiner diesjährigen traditionellen Weimartagung vom 8. bis 12. Juni und der im Rahmen dieser Tagung durchgeführten Delegiertentagung erneut die Aufmerksamkeit der Elektrotechniker auf die mit diesen Hauptfragen verbundenen Probleme gelenkt. Alle Qualifizierungsmaßnahmen im Fachverband Elektrotechnik müssen in Zukunft auf diese Fragen und damit zusammenhängende praxisverbundene Themen, vor allem auf dem Gebiet einer nach wissenschaftlichen Grundsätzen aufgebauten Technologie, besonders bei der Mechanisierung und Automatisierung der Produktion, unter Berücksichtigung der ökonomischen Zusammenhänge, gelenkt werden. Das Ziel dieser fachlichen Qualifizierung muß in jedem Fall die Verbesserung der beruflichen Arbeit und die sich daraus ergebende Steigerung der Arbeitsproduktivität sein. Diese Aufgabe wird nur dann gelöst werden können, wenn es gelingt, alle Erfahrungen und Erkenntnisse aus breiten wissenschaftlichen und technischen Gebieten im offenen Erfahrungsaustausch zusammenfließen zu lassen und besonders für die Lösung von Aufgaben komplexen Charakters auszuwerten.

Diesen Gesichtspunkten wurde die diesjährige Weimartagung schon weitgehend gerecht. Auf der Festveranstaltung fehlte das umfassende Referat über den Stand der Entwicklung der Elektrotechnik und ihre Perspektiven, dafür kamen aber hervorragende Vertreter anderer Industrie- und Wissenschaftszweige gern der Aufforderung des Organisationskomitees der Weimartagung nach und legten ihre Forderungen an die Elektrotechnik, dem „Muskel- und Nervensystem“ für die Entwicklung ihrer Gebiete, dar.

Der Direktor des Reichsbahnentwicklungswerkes, Herr Ing. H. Lindemann,

berichtete, daß die Elektrifizierung der Eisenbahn bis 1965 13% der gesamten Zugförderung umfassen soll. Auf den größeren Bahnhöfen muß der Mensch im Rangierbetrieb durch Radaranlagen, Rechner und automatische Bremsung völlig aus der gefährlichen und anstrengenden körperlichen Arbeit ausgeschaltet werden. Im Sicherungswesen ist als Vorstufe zum automatischen führerlosen Zugbetrieb die gleitende Zugbeeinflussung, zunächst auf schnell befahrenen Strecken, einzuführen. Das alles ergibt eine Fülle von Problemen, die nur in gemeinsamer Arbeit der Elektrotechnik mit der Reichsbahn gelöst werden können.

Herr Dr. R. Meier vom VEB Chemische Werke Buna legte dar, daß die Verflechtung und gegenseitige Beeinflussung von Chemie und Elektrotechnik mit fortschreitender wirtschaftlicher Entwicklung immer stärker wird. Im Chemieprogramm werden in großen Mengen neue Werkstoffe für die Elektrotechnik geschaffen, die die Anwendung neuer Konstruktionen und Verfahren ermöglichen, mit deren Entwicklung und Anwendung sich die Elektroingenieure gemeinsam mit den Chemikern schon heute beschäftigen müssen, um keinen Zeitverlust auftreten zu lassen. In einer Pilotanlage werden die Bunawerke ab 1961 ein PVC-Suspensionspolymerisat liefern, das für die Stabilisierung kein Alkali enthält und daher eine geringe Wasseraufnahme hat, wodurch erst vollwertige PVC-isolierte Kabel und Leitungen herstellbar werden. Schon 1960 wird ein Niederdruck-Polyäthylen zur Verfügung stehen, dessen hohe Formbeständigkeit in der Wärme neue Anwendungsmöglichkeiten in der Elektrotechnik erschließen wird. Im Technikumsmaßstab wird bereits ein Polytrifluormonochloräthylen für Spritzguß hoher Wärmebeständigkeit hergestellt.

Die große Bedeutung einer komplexen Betrachtung aller Fragen für den wissenschaftlichen Fortschritt zeigte Herr Prof. Dr. h. c. Manfred von Ardenne am Beispiel des sich neu entwickelnden Wissenszweiges der medizinischen Elektronik. Die exakten Meßmethoden der

Physik und Chemie werden mit Hilfe der Elektronik der medizinischen Diagnostik immer mehr zugänglich gemacht, so daß ein revolutionärer Aufschwung der Medizin zu erwarten ist. Die im „Institut für radiologische Technik und medizinische Elektronik“ in Dresden bereits abgeschlossenen und noch bevorstehenden Entwicklungen auf diesem Gebiet sind dazu angetan, auf die künftige medizinisch-technische Produktion besonders im VEB Transformatoren- und Röntgenwerk Dresden so einzuwirken, daß wir bei dieser intelligenzintensiven Produktion das Weltniveau entscheidend mitbestimmen werden. Über die bereits abgeschlossenen Entwicklungen, wie Ultraschallzahnbohrer und Intestinalsender hinaus wird u. a. eine Methode der schmerzarmen Versenkung von Feinstdraht-Meßelektroden in das lebende Gewebe erarbeitet, die bei der exakten Dosismessung von fokussierten Rundbestrahlungen große Bedeutung haben wird. Große Erfolge versprechen Tierversuche zur Krebsbehandlung nach einer Methode, durch die die Warburgschen Forschungsergebnisse¹⁾ überhaupt erst anwendbar zu werden scheinen. Diese Methode geht davon aus, daß die selektive Strahlungsempfindlichkeit der Krebszellen erheblich steigen muß, wenn man die roten Blutkörperchen während der Bestrahlung von den erkrankten Zellen fernhalten kann. Eine Speisung dieser Zellen mit einer Blutersatzlösung läßt aber die Sauerstoffversorgung von 20 auf 2% heruntergehen, und es tritt eine Gewebevergiftung durch Kohlensäure ein. Das ist eine Folge des Fehlens von Hämoglobin der roten Blutzellen. Die in Dresden erprobte Methode arbeitet mit einer Unterkühlung des Gewebes, wodurch der Sauerstoffbedarf und die Kohlensäureentwicklung erheblich reduziert werden, so daß ausreichend Zeit für die operativen Maßnahmen und die Bestrahlung vorhanden ist, ohne den Patienten zu schädigen. Wenn sich die in diese Methode gesetzten Hoffnungen bestätigen, dürfte die Strahlentherapie des

¹⁾ O. Warburg, Naturwiss. 46 (1958)

Kreises in eine neue Etappe sehr beträchtlich erhöhter Wirksamkeit eintreten¹⁾.

Auf dem Gebiet der medizinischen Elektronik, einem Gebiet, auf dem die Wissenschaft in direkter Form zum Wohle des Menschen eingesetzt wird, haben wir gute Voraussetzungen, Weltruf zu erlangen. Ähnliche Voraussetzungen sind auch bei der Anwendung der Elektronik und des Fernsehens in Industrie und Wissenschaft gegeben, wie die elf Fachreferate über theoretische und praktische Fragen zeigten. Leider werden die neuen Entwicklungen nicht schnell genug allseitig bekannt, wie z. B. der im Magnettabor des VEB Kabelwerk Vacha von Herrn Dr. W. Hennicke entwickelte Meßoszillograf universeller Verwendbarkeit. Mit diesem Oszillografen können Spannungen in der Größenordnung von 1 mV gemessen werden, und er kann entweder mit extrem hoher Ablenkempfindlichkeit (7 cm/V_{ss}) oder großer Bandbreite (8,5 MHz) betrieben werden. Das DAMG und der VEB RAFENA erfuhren erst auf der Tagung von dieser für ihre Messungen so bedeutsamen Entwicklung.

Im Vordergrund des nachrichtentechnischen Teils der Weimartagung standen diesmal die Fragen der Qualität und der Technologie bei der Herstellung von Bauelementen und Geräten der Nachrichtentechnik, die in 13 von den insgesamt 40 Fachreferaten behandelt wurden. Besonders interessant war in dieser Hinsicht der Bericht von Herrn Dipl.-Ing. K. Schlenzig über eine fotomechanische Methode zur Herstellung von gedruckten Leiterplatten in kleinen Stückzahlen. Geätzte montagefertige Leiterplatten werden in der DDR in einem spezialisierten Betrieb hergestellt, dem jedoch der Verbraucher eine vollständige Zeichnung für die Großserien zur Verfügung stellen muß. Um diese Zeichnung anfertigen zu können, sind Versuchsplatten als Labormuster erforderlich, für deren Herstellung die beschriebene Methode sehr wirtschaftlich ist.

Der Nachrichtenübermittlung über Funk und Fernmeldeleitungen in einer hochindustrialisierten Volkswirtschaft kommt unter sozialistischen Verhältnissen eine hervorragende Bedeutung zu. Die sich bei der sozialistischen Rekonstruktion herausbildenden operativen Leitungsmethoden benötigen als Hilfsmittel ein gut und sicher funktionierendes Netz zur Übertragung von Nachrichten. Bei dem Ausbau des Nachrichtennetzes für den öffentlichen Verkehr, die Reichsbahn und die Energiewirtschaft ergeben sich technisch-ökonomische Probleme, über die in neun Fachreferaten berichtet und in der folgenden Diskussion beraten wurde.

Immer wieder wurde im Anschluß an die Berichte eine Normung von Bauteilen und ganzen Baugruppen sowie deren Ferti-

gung in einem zentralen Betrieb gefordert. So wurde im Anschluß an den Bericht von Herrn Ing. H. Klöden, der sich auf die Fragen der Normung bei der Konstruktion von kommerziellen Funkgeräten speziell im VEB RAFENA beschränkte, recht heftig gefordert, eine Normung und Standardisierung der wichtigsten Bauteile im Gesamtrahmen der DDR durchzuführen. Es handelt sich dabei nicht nur um Stecker oder Steckvorrichtungen, Schalter usw., sondern um fertige Baugruppen, die häufig in verschiedenen Geräten verschiedener Werke auf Grund gleicher technischer Bedingungen das gleiche Aussehen haben müßten.

Da der Hohlleiter in der Mikrowellentechnik dem Schalldraht der übrigen Hochfrequenztechnik analog ist, müßten auch die Hohlleiterbauteile in Zukunft dem Bedarfsträger lagermäßig zur Verfügung stehen. Der jetzige Zustand, daß die Betriebe die benötigten Hohlleiter in verschiedensten Abmessungen selber fertigen, führt zu einer Verteuerung und unwirtschaftlichen Fertigung der Geräte. Die Qualität der elektrotechnischen Erzeugnisse hängt entscheidend von den Werkstoffen ab, aus denen sie gebaut werden. Im Zuge der sozialistischen Rekonstruktion, die ja entsprechend der Entschließung des 5. Plenums der SED auch zu bester Qualität der Erzeugnisse führen muß, erlangen die Werkstofffragen besondere Bedeutung. Sie erstrecken sich nicht nur auf die Qualität des zu verarbeitenden Materials, sondern auch auf den seinen spezifischen Eigenschaften entsprechenden konstruktiven und ökonomischen Einsatz. Besondere Bedeutung auf diesem Gebiet haben zur Zeit die Fragen der Verwendung von Plasten, der weichmagnetischen Werkstoffe und der Ferrite.

In der Diskussion zu den Referaten über Fragen der Werkstoffe der Elektrotechnik wurde gefordert, eine Vereinheitlichung der Meß- und Prüfverfahren als Grundlage für die Standardisierung und die Koordinierung der Erzeugnisse mit der ausländischen Produktion umgehend in Angriff zu nehmen. Für gestanzte und gewinkelte Magnetkerne wurde der Ausbau eines Leitbetriebes und die Herstellung fertiger Übertrager mit Armaturen und Spulen beim Magnethersteller gefordert.

Alle diese in der Diskussion aufgeworfenen Fragen und Probleme müssen jetzt von den Diskussionsleitern gemeinsam mit den Fachausschüssen des Fachverbandes Elektrotechnik in geeigneter Form an die entsprechenden VVB herangetragen werden, um dort weiter bearbeitet zu werden, so wie es z. B. in der Arbeitsgruppe „Gedruckte Schaltungen“ der VVB Rundfunk und Fernsehen auf der Industrietagung am 24. und 25. Juni 1959 in Dresden erfolgte, an der einige

Referenten, Diskussionsredner und der Diskussionsleiter teilnahmen.

Die 8. Jahrestagung der Elektrotechniker, an der über 1600 Fachkollegen, darunter zahlreiche Gäste aus der Bundesrepublik und dem befreundeten Ausland, teilnahmen, hat gezeigt, welche Bedeutung ein so groß angelegter Erfahrungsaustausch, innerhalb dessen in fünf Tagen 90 Fachreferate gehalten wurden, für die weitere Entwicklung der Volkswirtschaft hat. In Weimar herrschte wieder die traditionelle Atmosphäre der Elektrotechnik, die nicht nur in den Vortragssälen, sondern vor allem in den vielen Gesprächen in der reichlich bemessenen freien Zeit unzählbare neue Ideen und neue Impulse entstehen ließ. Es kommt jetzt darauf an, in den Betriebssektionen den Fach- und Arbeitsausschüssen des Fachverbandes Elektrotechnik die Anregungen sowie die neuen Erkenntnisse und Erfahrungen für die Probleme des Betriebes oder des Industriezweiges auszuwerten und bei der sozialistischen Rekonstruktion anzuwenden. Die Delegierten des Fachverbandes Elektrotechnik, die am 11. Juni den neuen Vorstand wählten, dessen Vorsitzender wieder Herr Prof. Dipl.-Ing. J. Stanek, Vizepräsident der Kammer der Technik, wurde, verpflichteten sich, die Tagung persönlich in ihren Betriebssektionen und Ausschüssen auszuwerten und die erforderlichen Maßnahmen in deren Arbeitsplänen festzulegen. Der Vorstand muß die Arbeiten aller Organe des Fachverbandes anleiten und koordinieren und die Zusammenarbeit mit den entsprechenden staatlichen Organen bei der Aufgabenstellung durchsetzen. So werden der Vorstand mit der Staatlichen Plankommission und dem Forschungsrat, die Fachvorstände in den Bezirken mit den Wirtschaftsräten, die Fachausschüsse mit den VVB und die Betriebssektionen mit den Werkleitungen die in der freiwilligen technischen Gemeinschaftsarbeit zu lösenden Aufgaben und Probleme festlegen. Durch die Förderung der Ingenieurkontenbewegung, der Verpflichtungsbewegung, des betrieblichen Erfindungs- und Vorschlagswesens und durch die Beteiligung an den Gemeinschaften der sozialistischen Arbeit wird jedes Mitglied der KDT im Jahr mindestens einen konkreten Beitrag zur Erfüllung unserer ökonomischen Hauptaufgabe leisten und so den Beschluß des 2. Kongresses der Kammer der Technik verwirklichen. Mit jedem dieser Beiträge werden wir auf dem von dem V. Parteitag der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands gewiesenen Weg zur Erhaltung des Friedens einen Schritt weiterkommen und uns ein schöneres Leben in einer gesicherten friedlichen Zukunft bauen.

¹⁾ M. v. Ardenne, Nachrichtentechnik 10 (1959)

REMA – eine Privatfirma in der Deutschen Demokratischen Republik

Die Firma REMA — oder, um die volle offizielle Bezeichnung anzuführen: REMA Fabrik für Rundfunk, Elektrotechnik und Mechanik, Wolfram & Co., KG, Stollberg/Erzg. — ist unseren Lesern keine Unbekannte. In radio und fernsehen 2 (1955) hatten wir bereits einmal über den Betrieb berichtet; im Heft 9 (1958) wurden der Großsuper REMA 1800 FA und im Heft 8 (1959) der FM-Empfänger „Tenor II“ beschrieben. Die Firma ist nicht nur bekannt für die gute Qualität ihrer Geräte, sondern auch für technischen Pioniergeist. Die erstere wird durch den verhältnismäßig hohen Exportanteil an ihrer Gesamtproduktion bezeugt: Wertmäßig gehen etwa 23% ihrer Fertigung ins Ausland, darunter nach Jugoslawien, Venezuela, der Mongolischen Volksrepublik, Belgien, dem Jemen, dem Libanon, dem Irak, nach der Südafrikanischen Union, Peru, Ägypten, dem Iran, nach Marokko, nach der Schweiz und nach Algerien. Der Empfänger „Remadagio“ ist ausschließlich für den Export bestimmt, von dem Kofferempfänger „Trabant“ werden etwa 50% exportiert. Die Exportgeräte werden in spezieller Ausführung gefertigt — z. B. mehrere KW-Bänder bis 120 m — und sind bedingt tropenfest. Ihr technischer Pioniergeist wird unter anderem durch das Gerät „Tenor II“ bewiesen, den ersten Empfänger in der DDR mit ausschließlich UKW-Empfang, und durch den „Trabant-UKW“, den ersten Kofferempfänger der DDR, dessen Empfangsbereich auch das UKW-Band einschließt.

Daß eine Privatfirma in der DDR die Möglichkeit hat, eine derartige Initiative zu entwickeln, entspricht durchaus der Politik unserer Regierung, mag aber für denjenigen überraschend sein, der dem Vorurteil erlegen ist, bei uns würden die Privatunternehmer „mit Gewalt kaputt gemacht“. Um die Geschichte und die Perspektiven dieses interessanten Betriebes im einzelnen kennenzulernen und unseren Lesern vermitteln zu können, suchten wir das Werk Mitte Juni dieses Jahres wiederum auf.

In das Betriebsgelände hineinzukommen, war nicht ganz leicht. Die Zufahrtsstraße war aufgerissen; die Gas- und Wasserversorgung des Werkes wurden gerade erweitert. Bisher befanden sich nämlich Werkküche und Speiseraum in einer Entfernung von etwa 300 m vom Werk und nur über die Straße erreichbar. Jetzt war es aber der Betriebsleitung gelungen, unmittelbar angrenzend an das Fabrikgrundstück ein Gebäude zu mieten, in dem Werkküche und Aufenthaltsräume eingerichtet werden.

Die Firma REMA wurde 1945 gegründet. Noch im gleichen Jahr beschäftigte sie 30 Arbeitskräfte. 1949 war die Zahl der Arbeitskräfte bereits auf 100 angewachsen; der Umsatz betrug 1 Million DM. Die weitere Entwicklung der Firma, einschließlich der mit den örtlichen Staatsorganen abgestimmten Perspektive bis 1965, zeigt folgende Tabelle:

Umsatz und Arbeitskräfte der Fa. REMA:

	1949	1958	1959	1965
			(Plan)	(Plan)
Umsatz				
(1949 = 100)	100	1070	1200	1800
Arbeitskräfte				
(Zahl)	100	325	327	360

Wenn man den Umsatz von 1958 = 100 setzt, so ist der geplante Umsatz von 1965 = 168, d. h., er soll sich um 68% erhöhen. Das entspricht einer durchschnittlichen jährlichen Wachstumsrate von

$$q = \sqrt[n-1]{\frac{a_n}{a}} = \sqrt[7]{\frac{1800}{1070}} \approx 1,075$$



Bild 1: Montage und Schaltung des FM-Filters des Kofferempfängers „Trabant-UKW“

und damit einer durchschnittlichen jährlichen Zuwachsrate von $\approx 7,5\%$. Das ist nicht so hoch wie die geplante jährliche Zuwachsrate der Bruttonproduktion der volkseigenen Industrie, die zwischen 11 und 12% beträgt (wobei nicht vergessen werden darf, daß Umsatz nicht = Brutto-

produktion ist, so daß die Zuwachsraten nur bis zu einem gewissen Grade vergleichbar sind). Aber das ist wesentlich höher als die durchschnittliche Zuwachsrate der Industrie in Westdeutschland. Die westdeutschen Wirtschaftler erwarten heute — nach der Befriedigung des kriegsbedingten Nachholbedarfs — selbst für den Fall einer nicht durch eine Krise unterbrochenen Konjunktur eine industrielle Zuwachsrate von höchstens 3 bis 4%. Herr Hövelmann, Mitglied der Betriebsleitung (der sich uns in äußerst entgegenkommender Weise über zwei Tage lang zur Verfügung stellte und dem für seine geradezu rührende Gastfreundschaft unser besonderer Dank gebührt!) gab auch ohne weiteres zu, daß ein Werk in der Größenordnung von REMA in Westdeutschland wesentlich schlechtere Chancen hätte als in der Deutschen Demokratischen Republik.

Die Probleme, die die Firma REMA zu lösen hat, liegen durchaus auf der gleichen Ebene wie die der volkseigenen Industrie: Material- und Zulieferungsschwierigkeiten und Mangel an geschulten Arbeitskräften. Die Tabelle zeigt, daß — ganz wie in der volkseigenen Industrie — die große Umsatzerhöhung ohne wesentliche Erhöhung der Anzahl der Arbeitskräfte erarbeitet werden muß. Wenn man die Kennziffer: Umsatz/Anzahl der Arbeitskräfte bildet und für 1958 = 100 setzt, beträgt sie für 1965 ≈ 152 . Daran ist zu ersehen, in welchem Maße die Geschäftsleitung die Arbeitsproduktivität zu steigern beabsichtigt, um die geplante Umsatzerhöhung zu bringen. Soweit ohne völligen Neubau möglich, sind die räumlichen Voraussetzungen dafür bereits geschaffen. Nachdem schon 1955 durch einen Anbau die nutzbare Fläche um 20% erweitert worden war, wurde am 1. Juni dieses Jahres ein zweiter Werkteil in Betrieb genommen, der sich in einiger Entfernung vom Hauptwerk befindet. (Die Entfernung soll in 15 Minuten zu Fuß zurückzulegen sein; uns scheint allerdings, daß dabei Erzgebirglerschritt als Maßstab genommen wurde.) Dadurch wurde die nutzbare Fläche wiederum um 37% erhöht.

In diesem Werk II — in dem sich auch ein Speisesaal für die Belegschaft befindet — werden jetzt in großen, hellen und sauberen Räumen die beiden Koffergeräte „Trabant“ und „Trabant-UKW“ gefertigt; ebenso befindet sich dort die Wickellei, in der Spulensätze, Bandfilter und UKW-Eingangsteile für sämtliche REMA-Geräte hergestellt, geprüft und abgeglichen werden. Die mechanischen Werkstätten, die Lautsprecherfertigung

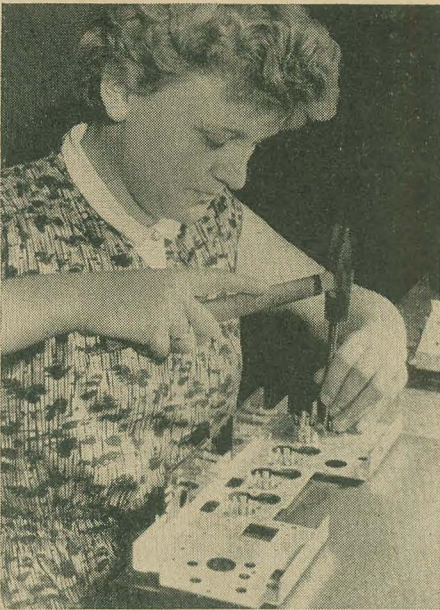


Bild 2: Der erste Montageplatz der Taktfertigung des „Trabant-UKW“: Nieten der Röhrenfassungen auf das Chassis. Das Chassis wird durch eine einfache aber sinnvolle Einrichtung am Montageplatz festgehalten

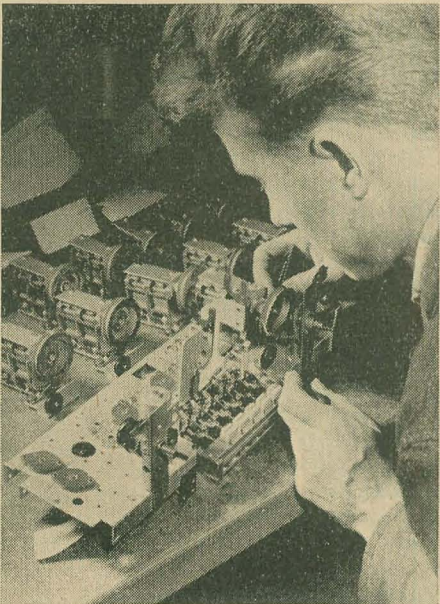


Bild 3: Der zweite Montageplatz

und das Hauptlager befinden sich dagegen im Werk I, in dem auch alle Tischgeräte gefertigt werden. Die Ausführung des Großsupers 1800 FA wird wegen seiner Beliebtheit in der gleichen Gehäuseausführung auch im kommenden Jahr weiter hergestellt. Der große Mittelsuper 1200 II erscheint im Gegensatz dazu in einer modernen Gehäuseausführung. Ebenfalls in moderner Gehäuseausführung befindet sich auch der UKW-Super „Tenor II“. Der „Trabant-UKW“ wurde in diesem Jahr auf der Frühjahrsmesse in Leipzig zum ersten Male als Neuentwicklung gezeigt. Wir wollen hier nicht näher auf seine technischen Einzelheiten eingehen — eine technische Beschreibung und ein Testbericht werden in radio und fernsehen 16 und 17 (1959) veröffentlicht — aber es muß schon hier gesagt werden, daß

wir von der Klangfülle und der Empfindlichkeit des Gerätes im UKW-Bereich überrascht waren. Das Gerät wird in Taktfertigung hergestellt. Hinzu kommen natürlich Zwischenprüfung, Abgleich und Endprüfung, ferner Einbau in das Gehäuse und Verpackung.

Ein großer Teil der im Betrieb benutzten Meß- und Prüfgeräte, auch die für Prüfung und Abgleich der Spulen und Bandfilter, sind übrigens Eigenentwicklung und Eigenbau der Firma.

Es gibt vorläufig noch wenig Mechanisierung in dem Fertigungsablauf des „Trabant-UKW“ und das gilt — nebenbei bemerkt — auch für die Fertigung der anderen REMA-Geräte. Hier besteht also noch manche Möglichkeit, die Arbeitsproduktivität zu steigern; und diese Möglichkeiten sollen — wie Herr Falley, Abteilungsleiter des Werkes II, versicherte — auch ausgenutzt werden. Dessen ungeachtet existiert aber auch heute schon eine klug durchdachte Arbeitsvorbereitung, die die Arbeit mit einfachen, aber sinnreichen Werkzeugen zu erleichtern sucht. In diesem Zusammenhang fällt insbesondere eine ganz einfache, aber äußerst praktische Halterung des Chassis auf, die sowohl auf den Schaltplätzen als auch im Prüffeld benutzt wird.

Der entscheidende Grund für die hohe Qualität der REMA-Empfänger ist aber offensichtlich ihre gute und gründliche Durchentwicklung. Über die zukünftigen Entwicklungsabsichten war man verständlicherweise etwas zurückhaltend, aber so viel ließ man doch durchblicken, daß Stereo-Empfänger auf der Tagesordnung stünden. Auch würde man gern die Koffersuper mit Teleskopantennen statt mit den jetzt benutzten Bandmaßantennen ausrüsten, wenn irgend jemand in der DDR Teleskopantennen herstellen würde ...!

Nun noch ein paar Worte zu der strukturellen Entwicklung der Firma. Sie wurde ursprünglich als GmbH gegründet (GmbH = Gesellschaft mit beschränkter Haftung: Die Gesellschafter haften gegenüber den Forderungen der Gesellschaftsgläubiger nur mit ihrer Stammeinlage, d. h. mit dem, was sie in die Gesellschaft eingezahlt haben). Am 1. April 1954 wurde sie jedoch in eine OHG umgewandelt (OHG = Offene Handelsgesellschaft: eine Personalgesellschaft, bei der sämtliche Gesellschafter den Gesellschaftsgläubigern unbeschränkt, d. h. mit ihrem ganzen Vermögen haften). Und am 1. April 1959 wurde REMA eine KG mit staatlicher Beteiligung (KG = Kommanditgesellschaft: setzt sich zusammen aus den Komplementären oder persönlich haftenden Gesellschaftern und dem Kommanditisten, dessen Haftung auf eine bestimmte Vermögensanlage beschränkt ist). Der staatliche Kommanditist ist die Deutsche Investitionsbank mit einer Einlage von 40% des jetzigen Gesamtkapitals. Durch diese Kapitalerhöhung wurde es z. B. möglich, das Gelände, auf dem sich Werk I befindet, in das Eigentum der Firma zu überführen. Die drei mitarbeitenden Gesellschafter, die die Betriebsleitung der bisherigen OHG gebildet

hatten, nehmen an der neuen KG als Komplementäre teil und fungieren unverändert als Betriebsleitung weiter. Das entspricht auch der Verordnung über die Bildung halbstaatlicher Betriebe vom 26. März 1959, wonach der private Gesellschafter, der bisher die Geschäftsführung des Privatbetriebes ausübte, in der Regel Leiter des halbstaatlichen Betriebes werden soll. Damit nehmen die Werktätigen und die Geschäftsleitung der Firma REMA KG noch bewußter und unmittelbarer als vorher am Aufbau des Sozialismus in der DDR teil. Ihr Beispiel — und es ist bei weitem nicht das einzige, auch nicht in unserem Industriezweig — beweist, daß in der DDR auch der tüchtige Unternehmer eine geschäftliche und auch persönliche Perspektive besitzt, um die ihn mancher seiner Geschäftsfreunde in Westdeutschland beneiden kann.

Schäffer

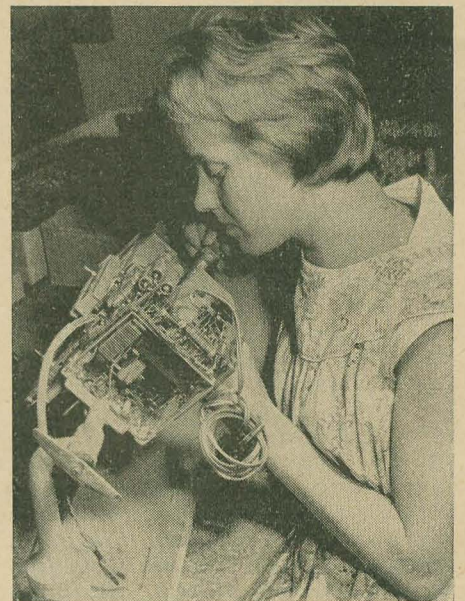


Bild 4: Ein Schaltplatz der „Trabant-UKW“-Taktfertigung

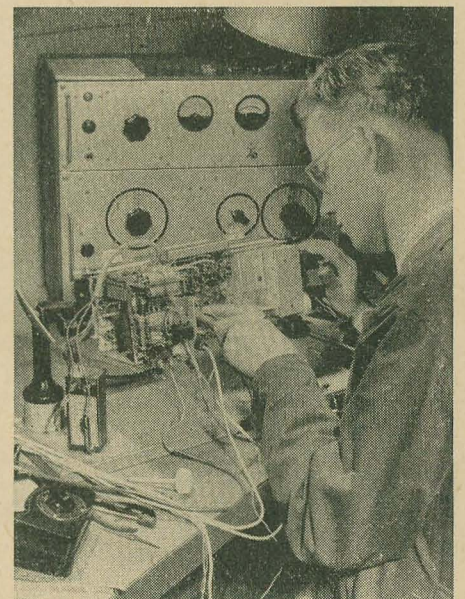


Bild 5: Abgleichen eines „Trabant-UKW“ im Prüffeld

BOBBY UND MINORETTE

zwei Kleinstsuper mit gedruckter Schaltung

Anfang dieses Jahres kamen zwei Kleinstsuper in den Handel, bei denen es sich um die ersten Rundfunkempfänger der DDR mit gedruckter Schaltung handelt. Beide Geräte sind 6-Kreis-AM-Allstromsuper für Mittelwelle und bieten sich auch vom Äußeren her ausgezeichnet als die langerwarteten Zweitempfänger an. Nachfolgend die Beschreibungen des „Bobby“ von Stern-Radio Sonneberg und der „Minorette“ vom Funkwerk Dresden.

„Bobby“

In radio und fernsehen 4 (1958) wurde bereits auf ein Labormuster dieses Gerätes hingewiesen. Aus der Gegenüberstellung dieser Unterlagen zu den jetzt ver-

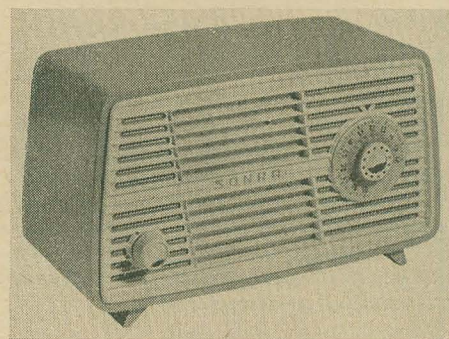


Bild 1: Allgemeine Anerkennung findet das Gehäuse des Sonra-„Bobby“

öffentlicht ist zu erkennen, welche Veränderungen vorgenommen werden müssen, um aus einem Labormuster ein serienreifes Gerät herzustellen. Das Gerät unterscheidet sich von der sonst üblichen Bauweise durch folgende Besonderheiten:

Abstimmung

Diese erfolgt durch Variometer, die so ausgebildet sind, daß sich eine vollkommen lineare Frequenzzeichnung ergibt. Man hat also über den gesamten Empfangsbereich gleichmäßige Abstimmungsgenauigkeit. Außerdem wird dadurch im Vorkreis die sonst vorhandene Vorspule eingespart. Der Abgleich bei 600 kHz erfolgt durch Verändern der Eintauchtiefe des Variometerkernes.

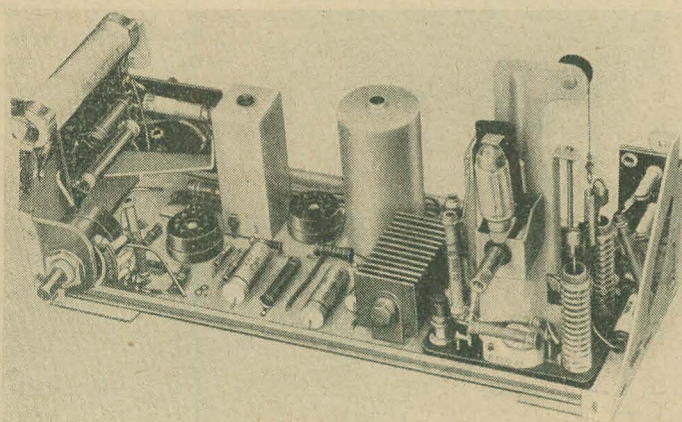


Bild 2: Bestückte Leiterplatte des „Bobby“

Technische Daten

Stromart: Gleich- und Wechselstrom

Netzspannung: 220, 127, 110 V

Röhrenbestückung:
UCH 81, UBF 80, UCL 81

Zahl der Kreise:
6, davon 2 durch Variometer abstimbar

HF-Selektion: bei 1 MHz 1 : 100

Zwischenfrequenz: 473 kHz

HF-Empfindlichkeit:
< 25 μ V für 50 mW Ausgangsleistung

Bandbreite: 3 kHz

ZF-Empfindlichkeit:
vom Gitter UCH 81 $\approx$ 40 μ V
vom Gitter UBF 80 $\approx$ 1,8 mV

Ausgangsleistung:
> 0,3 W für 10% Klirrfaktor

Lautsprecher: 2 W, 130 mm $\varnothing$

Antenne:
mitgelieferte Wurfantenne und Antennenbuchse

Gehäuseabmessungen in mm:
260 $\times$ 150 $\times$ 110

Gehäusefarbe:
rot, blau, grün, schwarz, weiß mit beigen Zierrahmen

Gewicht: 1,5 kp

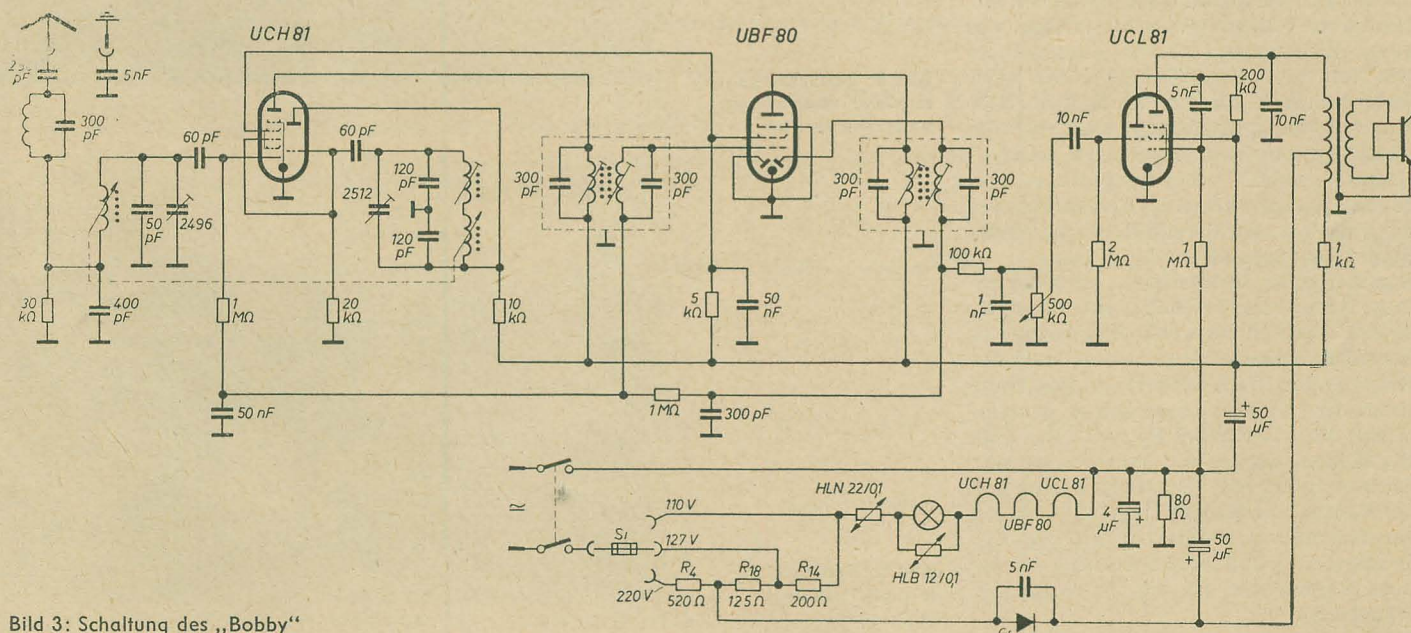


Bild 3: Schaltung des „Bobby“

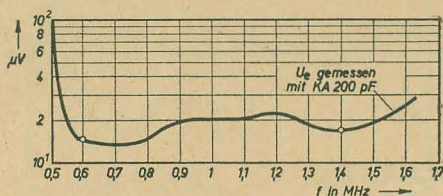


Bild 4: Empfindlichkeitskurve (Bobby)

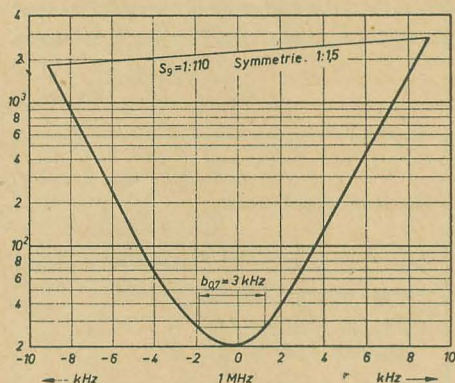


Bild 5: HF-Selektion (Bobby)

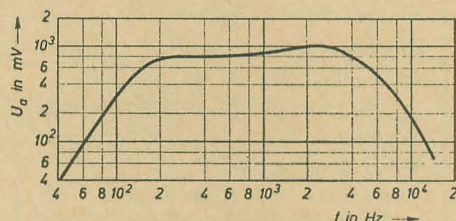


Bild 6: NF-Frequenzgang (Bobby)

Stromversorgung

Das Gerät ist umschaltbar für 110, 127, 220 V in Allstrombetrieb. Für alle Netzspannungen ergibt sich eine Betriebsgleichspannung von etwa 110 V. Die Werte der Ausgangsleistung, Empfindlichkeit usw. sind daher im Gegensatz zu anderen gleichgearteten Geräten (Allstrom) für jede einstellbare Netzspannung weitgehend gleich.

Infolge der niedrigen Anodenspannung begrenzt die Anodenrestspannung der Endröhre die Ausgangsleistung auf etwa 0,3 W. Der verwendete Lautsprecher mit Maniperm-4-Magneten gibt infolge des hohen Wirkungsgrades des Lautsprechers trotzdem eine Lautstärke ab, die allen Anforderungen, die man an diese Geräteklasse stellen kann, gerecht wird. Bei den Vorröhren bewirkt die niedrige Anodenspannung keine Verstärkungsminderung, da durch entsprechende Bemessung der Schirmgittervorwiderstände die maximale Steilheit eingestellt werden kann.

Von seiten der Röhrenwerke wird die geringe Auslastung der Röhre sehr begrüßt, da sich dadurch ein wesentlich geringerer Ausfall und eine erhöhte Lebensdauer der Röhre ergibt. Da Anodenstrom und Heizstrom der Röhren über einen gemeinsamen Vorwiderstand R_4 bzw. R_{14} oder R_{18} fließen, war zu untersuchen, ob sich dadurch nicht bei Exemplarstreuungen der Röhren unzulässige Überschreitungen der Toleranzen der Heizströme ergeben. Es zeigte sich, daß diese Schaltung keineswegs ungünstiger ist als die sonst gebräuchliche.

Gedruckte Schaltung

Die Verdrahtung des Gerätes geschieht zum größten Teil als gedruckte Schaltung. Die Lötung erfolgt durch Tauchlötung in einer Tauchlötmaschine, die im Werk selbst konstruiert und gebaut wurde. Ausfälle durch schlechte Lötstellen sind bei sauberer Oberfläche der Bauelemente und der Grundplatte außerordentlich selten.

G. Hossner

„Minorette“

HF-Teil

Über einen 200-pF-Kondensator gelangt das Empfangssignal in hochinduktiver Kopplung auf den kapazitiv abgestimmten Eingangskreis und das erste Steuergitter der multiplikativ wirkenden Mischröhre UCH 81. Parallel zum Antennenkreis liegt ein auf die Zwischenfrequenz abgestimmter Saugkreis. Der Oszillatorkreis ist in kapazitiver Dreipunktschaltung ausgeführt.



Bild 7: Geräteansicht

ZF-Teil

Im Zwischenfrequenzverstärker sind zwei leicht unterkritisch gekoppelte Zweikreisbandfilter in einer für die gedruckten Schaltungen abgewandelten Form des Standardbandfilters eingesetzt. Die Kreisspulen sind von Manierhüllen umgeben, wodurch das Streufeld herabgesetzt und die Kreisküte erhöht wird. Damit werden gute Verstärkungswerte bei ausreichender Bandbreite und hoher Selektion erreicht. Die Kopplung der Kreisspulen erfolgt induktiv durch eine Koppelschleife von der Primärspule zur Sekundärspule. Als ZF-Verstärkerröhre dient die UBF 80, von der eine Diodenstrecke zur Demodulation und Regelspannungserzeugung verwendet wird. Die Regelspannung wird über die mit den Sieb- und Entkopplungsgliedern C_{17} , R_5 und C_{10} versehene Leitung an die Steuergitter der UBF 80 und UCH 81 geführt.

NF-Teil

Die vom Regelwiderstand R_7 abgegriffene NF-Spannung wird über C_{18} dem Gitter der NF-Röhre UC(L) 81 zugeführt, bei der die Gittervorspannung in üblicher Weise durch die Anlauf- bzw. Richtspannung am Widerstand R_8 erzeugt wird. Die Gittervorspannung für das Endpentodensystem der UC(L) 81 wird halbautomatisch gewonnen.

Stromversorgungsteil

Das Gerät ist für 220 V Gleich- und Wechselspannung ausgelegt. Die Netzgleichrichtung wird mit einem Selengleichrichter in Einwegschialtung vorgenommen. Die Siebung der Gleichspannung erfolgt mit C_{23} , C_{24} ($2 \times 16 \mu F$), R_{12} und der be-

Bild 8: Bestückte Leiterplatte von schräg unten (Minorette)

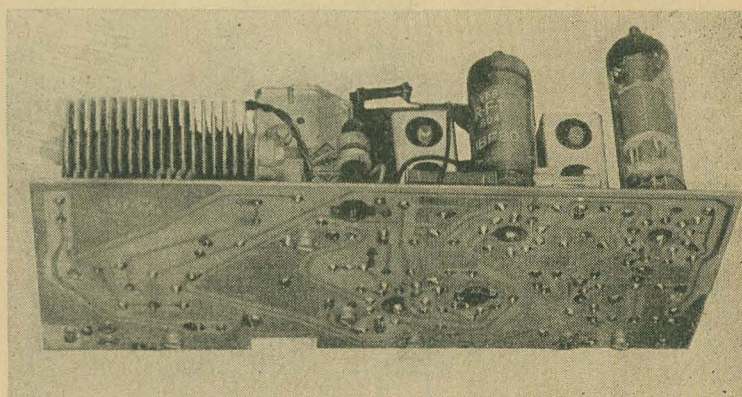
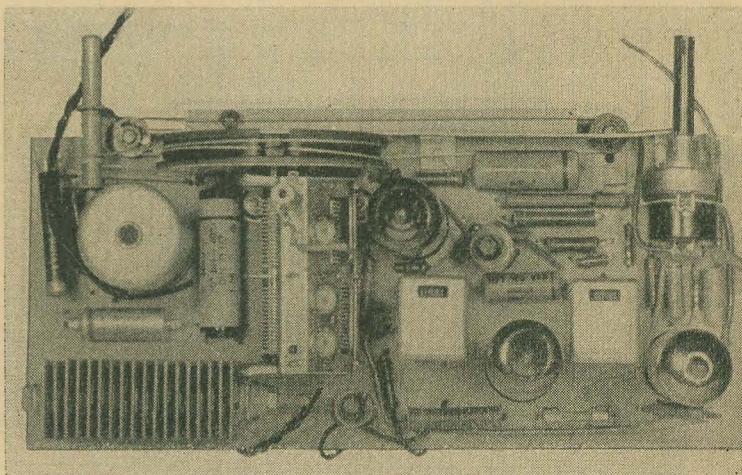


Bild 9: Bestückte Leiterplatte von oben (Minorette)



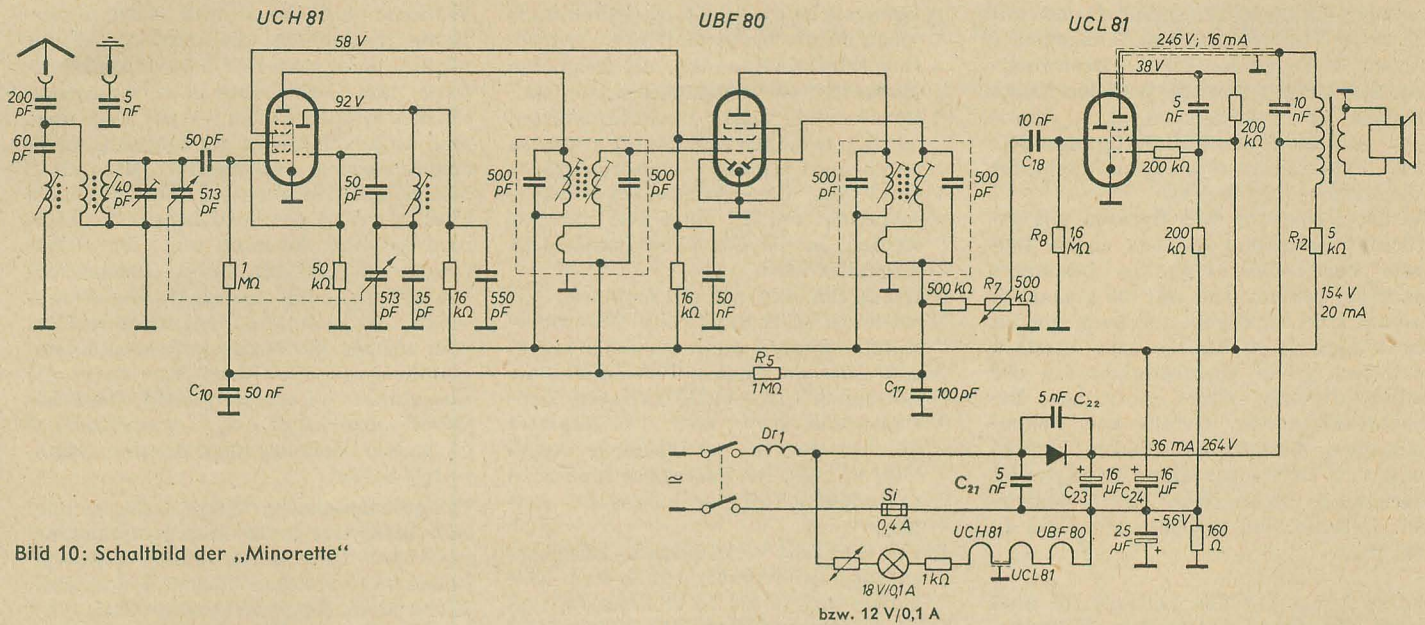


Bild 10: Schaltbild der „Minorette“

kannten Brummkompensationsschaltung über den Ausgangsübertrager. Der Vorwiderstand des Heizkreises ist zur Erreichung günstiger thermischer Verhältnisse an einem Aluminiumträger über der Leiterplatte angeordnet. Die Schaltelemente Dr_1 , C_{21} und C_{22} dienen zur hochfrequenten Störspannungsverminderung.

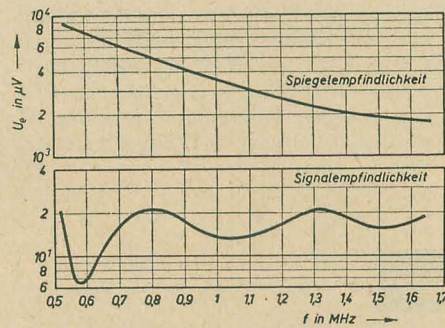


Bild 11: Signalempfindlichkeit und Spiegelempfindlichkeit für 50 mW Ausgangsleistung bei $m = 30\%$; gemessen mit Kunstantenne; $f_m = 800$ Hz (Minorette)

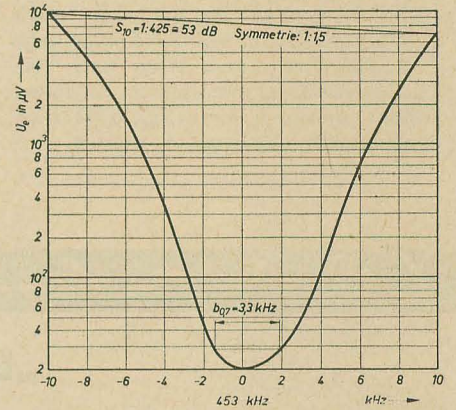


Bild 12: ZF-Selektionskurve; U_e für 50 mW Ausgangsleistung bei $m = 30\%$ (Minorette)

Technische Daten

Stromart: Gleich- und Wechselstrom
Netzspannung: 220 V
Röhrenbestückung:
UCH 81, UBF 80, UCL 81
Netzgleichrichtung: Selengleichrichter
Zahl der Kreise: 6, davon 2 veränderlich
Wellenbereich:
Mittelwelle 520...1620 kHz
Abstimmung: kapazitiv
Zwischenfrequenz: 453 kHz
Saugkreis: für 453 kHz vorhanden
HF-Empfindlichkeit:
 $\leq 25 \mu V$ bei 50 mW Ausgangsleistung
und $m = 30\%$
ZF-Empfindlichkeit:
etwa $20 \mu V$ bei 50 mW und $m = 30\%$
10-kHz-Selektion: etwa 1 : 400
Bandbreite: etwa 3 kHz
Kopplung der Filter:
induktiv (Koppelschleife)
Empfangsgleichrichtung:
Diodengleichrichtung
Schwundausgleich:
auf 2 Röhren rückwärts wirkend
Ausgangsleistung:
etwa 1 W bei 10% Klirrfaktor
Lautsprecher:
permanentlydynamisch, 1 VA, 100 Ω
Gehäuse: Preßstoff
Abmessungen in mm: 237 $\times$ 170 $\times$ 125
Gewicht: 1,85 kp
Besonderheit: gedruckte Schaltung

Auf Klangblende, Anschlußbuchsen für Tonabnehmer und Zweitlautsprecher wurde aus Preisgründen verzichtet.

Gedruckte Schaltung

Die Herstellung der Leiterplatte, die in diesem Fall das bisher übliche Metallchassis vollständig und die Verdrahtung weitgehend ersetzt, erfolgt nach dem bekannten Folienätzverfahren¹⁾. Das Leitungsmuster (siehe Bild 14) wird also aus der etwa 35μ starken Folie einer kupferkaschierten Isolierstoffplatte freigeätzt. Die Bauelemente werden auf der nicht kaschierten Seite der Leiterplatte angeordnet, wobei die Anschlüsse durch geeignete Löcher und Durchbrüche zu den frei-

¹⁾ Siehe radio und fernsehen 11 (1957) und 15 (1958)

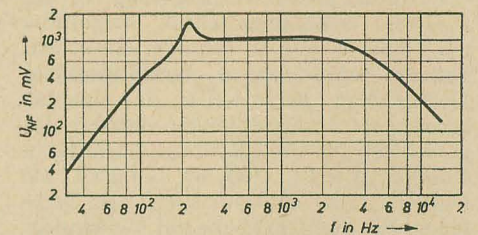
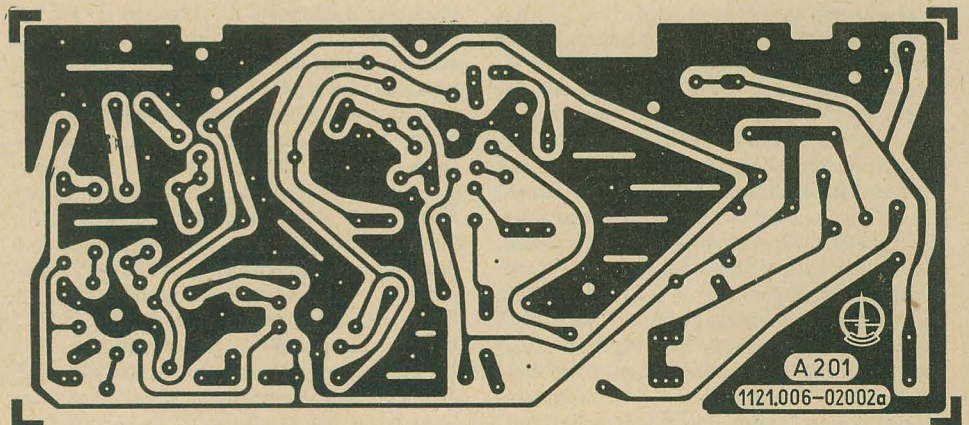


Bild 13: NF-Frequenzgang; $U_e = 18$ mV am Gitter der NF-Triode (Minorette)

Bild 14: Leitungsmuster „Minorette“



geätzten Kupferleitern geführt und mit diesen verlötet werden. Die Bauelemente müssen z. T. (z. B. Elkos, Drehwiderstände, Fassungen usw.) von der bisher üblichen Form abweichen, d. h., sämtliche Anschluß- und Befestigungsstifte bzw. -lappen sind auf der Grundfläche der Bauelemente angebracht.

Bei der Reparatur von Geräten mit gedruckter Schaltung müssen einige teilweise neue Gesichtspunkte besonders beachtet werden. Die nur $35\ \mu$ starken Kupferleiter tragen durchaus die im Gerät fließenden Ströme und besitzen auch eine große Haftfestigkeit auf der Isolierstoffplatte unter normalen Betriebsverhältnissen. Gefahr von Folienablösungen besteht bei starker Einwirkung von Hitze, vor allem dann, wenn gleichzeitig mechanische Kräfte einwirken. Deshalb sind folgende Hinweise zu beachten:

a) Das Löten auf der Leiterplatte muß auf unbedingt notwendige Fälle beschränkt werden. Die manchmal noch übliche Methode, bei der Fehlersuche Schaltelemente auszulöten und versuchsweise neue einzusetzen, sollte bei dieser neuen Technik grundsätzlich nicht mehr angewendet werden. Die

Fehlersuche muß, wie eigentlich auch schon bei der herkömmlichen Verdrahtung selbstverständlich, mit geeigneten Meßverfahren vorgenommen werden.

- b) Bauelemente mit Drahtanschlüssen (z. B. Schichtwiderstände) werden durch neue ersetzt, indem die Drähte dicht am Bauelementkörper abgeschnitten und zu einer Öse gebogen werden, in die das neue Bauelement eingelötet wird.
- c) Große Bauelemente mit mehreren Anschlüssen (z. B. Elkos und Drehwiderstände) werden ausgewechselt, indem mit einer geeigneten Blechschere die Lötflächen bzw. -stifte zwischen Bauelementkörper und Leiterplatte durchgeschnitten und einzeln ausgelötet werden. Bei Fassungen muß dazu der mittlere Hohlbohrer aufgebohrt werden.
- d) Für die nicht vermeidbaren Lötungen auf der Leiterplatte haben sich LötKolben mit 60 bis 75 W Leistung und einer langen, dicken (etwa 10 mm $\varnothing$) Kolbenspitze, die etwa 75 bis 80 mm aus dem Einsatz ragen soll, am besten bewährt. Auf keinen Fall dürfen aktivierte Flußmittel, sondern nur in Spiritus gelöstes Kolophonium verwendet werden.

Wolfgang Hennig

Während man aber vom VEB Stern-Radio Sonneberg die moderne Form wählte, blieb man hier bei der konservativen. Das Gerät sollte in verschiedenen Farben erhältlich sein — zur Zeit sieht man es jedoch nur in der braunen, wenig ansprechenden Ausführung. „Minorette“ besitzt eine beleuchtete Flutlichtskala, über den Wert der Stationsangaben kann man geteilter Meinung sein! Der Empfänger ist nur für 220-V-Gleich- und Wechselspannung ausgelegt. Die Trennschärfe und Empfindlichkeit waren bei dem uns zur Verfügung stehenden Exemplar ausgezeichnet. Auch hier reicht die Lautstärke voll aus. Vergleicht man beide Geräte hinsichtlich der Klangqualität, so ist meiner Meinung nach die der „Minorette“ besser.

Die gute Trennschärfe des Gerätes macht sich besonders beim Abendempfang bemerkbar. So konnten ohne Schwierigkeiten unter anderen Moskau, Polen, CSR, Frankreich, England einwandfrei empfangen werden. Überlagerungen, wie sie häufig beim „Bobby“ auftraten, konnten hier in diesem Umfang nicht festgestellt werden. Eine technische Erklärung für diesen Unterschied kann man schwer begründen, wenn man sich die Selektionskurven der beiden Geräte ansieht. Vermutlich dürfte der Gleichlauf bei der induktiven Abstimmung des „Bobby“ nicht so gut sein, wie bei der „Minorette“. Um dieses Problem endgültig zu klären, bedürfte es umfangreicher Messungen, die wir leider nicht durchführen konnten. Möglich ist auch — diese Frage muß offen bleiben —, daß beim Mustergerät „Bobby“ ungünstige Exemplarstreuungen vorlagen.

Beim Vergleich zwischen „Bobby“ und „Minorette“ tritt besonders im Einzelhandel ein interessantes Problem in Erscheinung, wie es bisher in dieser Konsequenz für unsere volkseigene Industrie nicht stand: Beide Geräte ähneln sich sehr stark, sowohl in ihren technischen Daten als auch in ihrem Preis (beide DM 150,—). In verschiedenen Verkaufsstellen in Berlin und in den Bezirken der DDR konnten wir feststellen, daß der „Bobby“ oft vom Käufer bevorzugt wird. Die Gründe, die uns dafür genannt wurden, waren die Gehäuseform und -farbe sowie die Tatsache, daß „Bobby“ auch für 110 V verwendbar ist, „Minorette“ dagegen nicht. Dies ist für den Techniker um so erstaunlicher, als „Minorette“ einige technische Feinheiten aufweist (Flutlichtskala), die dem „Bobby“ fehlen. Die Schlußfolgerung, die beide Werke, aber auch unsere ganze volkseigene Rundfunkempfangsindustrie aus diesen kritischen Vergleichen des Käufers ziehen sollten, ist die, daß man bei Entwicklung und Konstruktion von Geräten auch geringfügige Kleinigkeiten, die für den Laien oft entscheidend sind, stärker beachten muß. Es ist zu erwarten, daß dieses kritische „Aussuchen“ des Kunden in den nächsten Jahren immer stärker hervortreten wird, je mehr Empfänger durch den Einzelhandel angeboten werden. Wir halten dies für kein ungünstiges Zeichen.

Klamroth

Wir lernen kennen:

„Bobby“ und „Minorette“

Der Kleinstsuper „Bobby“ vom VEB Stern-Radio Sonneberg ist einer der ersten im Handel erhältlichen Empfänger der DDR, dessen Verdrahtung in gedruckter Schaltungstechnik ausgeführt ist. Dadurch war es möglich, ein in den äußeren Abmessungen verhältnismäßig kleines Gerät herzustellen, das sich besonders als Zweitempfänger einführt. Da es sich hier um ein Allstromgerät (mit den Röhren UCH 81, UBF 80 und UCL 81) handelt, läßt es sich auch als Empfänger für Urlaubszwecke gut verwenden. Das uns zur Verfügung stehende Gerät war eines der ersten aus der Produktion. Es ist für eine Netzspannung von 127 V ausgelegt, d. h. bei 220-V-Betrieb wird die Differenzspannung in einem Widerstand vernichtet, wodurch das Gerät sehr warm, ja man kann sagen, heiß wird. Der Käufer, der dies nicht weiß, muß annehmen, daß im Empfänger ein Fehler vorhanden ist und schaltet das Gerät ab, um es zur nächsten Vertragswerkstatt zu bringen, wo er dann erfährt, daß diese starke Erwärmung dem Empfänger nicht schadet. Hier sollte man seitens des VEB Stern-Radio Sonneberg in der Bedienungsanleitung einen entsprechenden Hinweis geben. Besonders zu erwähnen ist die hohe Empfindlichkeit. Zu empfehlen ist aber doch, daß man in der Bedienungsanleitung darauf hinweist, beim Abendempfang die Wurfantenne eventuell zu entfernen, da gerade im Mittelwellenbereich das dichte Nebeneinander der Sender den Fernempfang er-

heblich stört und ein einwandfreies Einstellen des gewünschten Senders unter diesen Umständen kaum möglich ist. Ein schwacher Punkt ist die Abstimmung! Will man einen Sender einstellen, so kommt es des öfteren vor, daß nach loslassen des Abstimmkopfes, der eine Frequenzskala hat, ein Verstimmen eintritt. Hier liegt der Fehler in der Achslagerung. Bei Druck auf den Abstimmkopf neigt sich die gesamte Halterung nach vorn, beim Loslassen kehrt sie dann in die Ausgangsstellung zurück, wobei sich die Kerne der induktiven Abstimmung in ihrer Tauchtiefe verändern, so daß ein Nachstimmen des Empfängers erforderlich ist.

Genauso tritt eine selbsttätige Verstimmung bei Schlag oder Stoß ein. Es kam auch bei unsanftem Platzwechsel vor.

Hinsichtlich der Lautstärke ist festzustellen, daß die vorhandene Ausgangsleistung voll ausreicht; sie ermöglicht auf Grund der vorhandenen Leistungsreserve einen qualitativ hervorragenden Empfang, wie er sonst oft bei Kleinstempfängern dieser Art nicht vorhanden ist.

Vom VEB Funkwerk Dresden wurde ein ähnlicher Super mit derselben Röhrenbestückung entwickelt. Während beim „Bobby“ die Abstimmung induktiv erfolgt, blieb man beim Gerät „Minorette“ bei der kapazitiven Abstimmung. Die Verdrahtung ist auch hier als gedruckte Schaltung ausgeführt, das Gehäuse wie beim „Bobby“ aus Preßstoff.

Gedruckte Schaltungen in keramischer Technik

Einführung

Die Hochfrequenzkeramik hat einen wesentlichen Anteil an der Entwicklungsgeschichte der modernen Schaltungstechnik. Sie hat als erste mit ihren Verfahren der Feuerdekorteknik mit Edelmetallpräparaten grundlegende Arbeitsmethoden geschaffen, die in die heutigen neuen Begriffe „gedruckte Schaltungen“, „Starrverdrahtungen“ und ihre Technologien eingeordnet werden können.

Die Verwendung von Edelmetall-Einschmelzpräparaten, wie Platin, Gold und Silber, auf Silikaten ist schon seit über 100 Jahren bekannt, auch die galvanische Verstärkung solcher leitenden Grundbeläge ist in der Keramik geläufig.

Durch diese Technologien in Verbindung mit dielektrisch verlustfreien und hochkapazitiven Keramika (z. B. Calit, Con-

Es sind zahlreiche Anwendungsgebiete der gedruckten Schaltung bekannt, bei denen als Trägermaterial für die leitenden Verbindungen und Beläge Kunststoff Verwendung findet, die nach einem Ätzverfahren aus einem kupferkaschierten Material hergestellt werden.

Unter kaschiertem Material versteht man dünne Hartpapierplatten (etwa 1,5 bis 3 mm), die auf ihrer Oberfläche ein- oder beiderseitig eine dünne Kupferfolie (etwa $35\ \mu$ stark) tragen. Der Ausdruck „gedruckte Schaltung“ rührt hierbei von einem Druckvorgang her (Offset-, Siebdruck usw.), mit dessen Hilfe ein ätzbeständiger Schutzlack in Form der späteren Schaltung auf das Kupfer aufgebracht wird, wobei die nicht bedruckten Kupferflächen in einem Ätzprozeß abgetragen werden.

Ausgehend von den bereits erwähnten hochwertigen Erfahrungen beim Aufbringen von Silberbelägen wurde in den Keramischen Werken Hermsdorf ein wesentlich rationelleres Verfahren entwickelt, elektrische Leitungen und Beläge nach einem Direktsiebdruckverfahren aufzubringen. Die schnelle praktische Anwendung dieser Technik im Produktionsbereich der DDR ist wirtschaftlich möglich.

Auch die amerikanische Gerätetechnik bedient sich in einem bedeutsamen Konstruktions- und Fertigungsprinzip, nämlich dem Tinkertoy-Verfahren, der keramischen Schaltplatten. Dieses Prinzip beruht darauf, die gesamte Schaltung in Baugruppen, den sogenannten Moduls, aufzulösen.

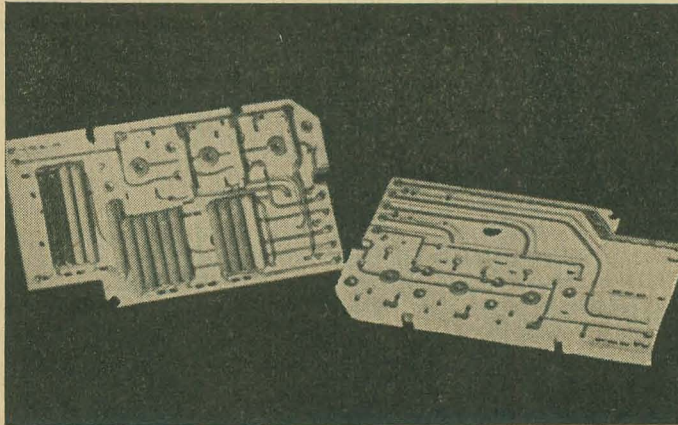
Das Modul ist dabei jeweils einem Funktionskreis oder einer -stufe mit einer Röhre zugeordnet. Im Modul sind mehrere keramische Schaltplättchen als Träger der Bauelemente und ihrer Verbindungen übereinander angeordnet. Die Verbindung der Plättchen untereinander erfolgt durch Steigdrähte, die in den rings auf dem Umfang verteilten metallisierten Kerben der Plättchen eingelötet werden.

Bild 2 zeigt ähnliche Platten einer Entwicklung der Keramischen Werke Hermsdorf, wobei auf einer Platte eine aufgedruckte Scheibenspule zu erkennen ist.

Über die Anwendung

Die Anwendung „gedruckter Schaltungen“ auf keramischen Leiterplatten bietet

Bild 1: Vollkeramischertemperaturkompensierter Schwingkreisaufbau, teilstück auf keramischer Leiterplatte (75×135×6 mm)



densa, Tempa, Epsilon) ist es möglich geworden, spezielle, werkstoffgerechte und in der ganzen Welt bekannte Bauelemente, wie Festkondensatoren, Trimmer und Fest- und Regelspulen bzw. formstarre und elektrisch konstante Schwingkreisaufbauten, in großen Stückzahlen zu produzieren.

Die Verbindungsverfahren durch Weichlote sowie ihre elektrischen und technologischen Vorteile sind ein wesentliches Konstruktionselement der HF-Keramik. Keramische Trägerplatten mit lötfähigen Leitungsgebilden, mit Bohrungen und Formkonturen versehen, zur Aufnahme von Bauelementen, liefern unter der Bezeichnung „Starrverdrahtung“ (siehe Bild 1).

Allgemeines über „gedruckte Schaltungen“

Durch die in der jüngsten Zeit angestrebte Mechanisierung, auch in der funktionsgeräten Industrie, kommt der Starrverdrahtung in Verbindung mit der Tauchlötung in Form von „gedruckten Schaltungen“ besondere Bedeutung zu. Im Gegensatz zu den früher hergestellten Starrverdrahtungen, die von Hand auf Keramikplatten gezeichnet, mit Schablonen aufgespritzt oder gewalzt wurden, werden heute vor allem drucktechnische Verfahren angewendet.

Bild 2: Modulplatte (31×52×2 mm) in drei verschiedenen Ausführungen

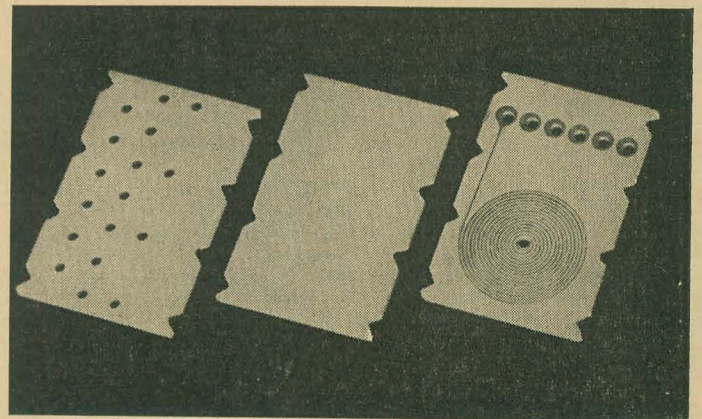
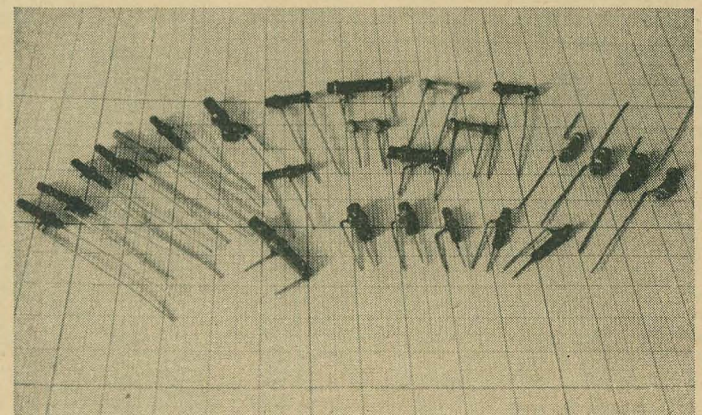


Bild 3: Röhrenkondensatoren, verschieden armiert, für aufrechte und liegende Montage. Nennkapazität: 2...10000 pF



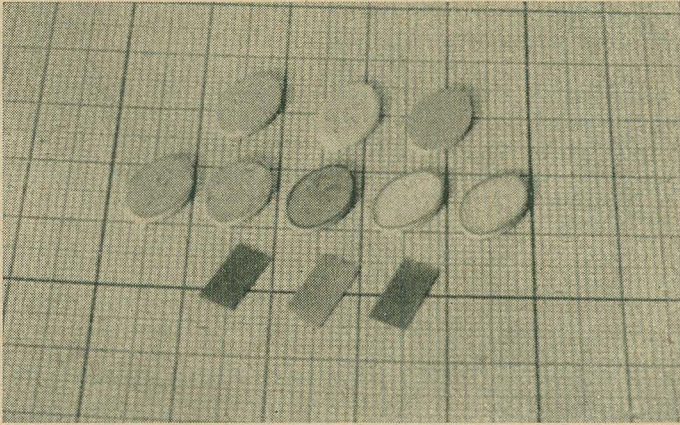


Bild 4: Einlötkondensatoren, ovale Bauform, für das direkte Einlöten in die Schaltung. Nennkapazität zwischen 3...3000 pF
Folienkondensatoren: 200...400...18000 pF/cm²

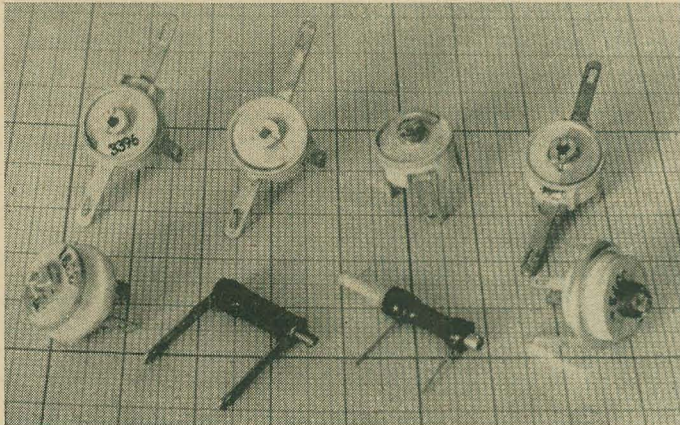


Bild 5: Trimmerkondensatoren, verschiedene Ausführungen. 12 mm Ø.
Bauform: 5...30 pF, 10...40 pF
Knopftrimmer: 4...14 pF, 7...40 pF
Rohrtrimmer: 0,3...3 pF

alle Vorteile, die von einem wirtschaftlichen Herstellungsverfahren für Komplexbauteile gefordert werden. Sie ist auch in kleineren Stückzahlen wirtschaftlich und bietet Gewähr für streuarmer Fertigungsreihen hinsichtlich der Schaltkapazitäten, Schallinduktivitäten

usw. und läßt durch die Einfachheit des Siebdruckverfahrens relativ schnelle Schaltungsänderungen zu. Darüber hinaus ergeben sich durch Verwendung von Schaltungs- und Modulplatten (siehe Bild 2) ganz neue konstruktive Richtlinien (z. B. Bausteinkonstruktion).

Löten mit der Schweißzange

Von der englischen Firma Allied Distributing Corporation Ltd erhielten wir zum Erproben eine Schweißzange, mit der man ebenfalls Lötlungen vornehmen kann. Als Zubehör wird ein Transformator (220/6 V) mitgeliefert. Die Zange arbeitet lediglich mit 6 V, wobei die kleinere Ausführung eine Stromaufnahme von ungefähr 5 A, die größere Ausführung von 30 A hat.

Die Form der Griffe ist so ausgebildet, daß sie bequem in der Hand liegen. Mit dem Daumen ist die Zange zusammenzudrücken und dann durch Verlagerung des Druckes der auf dem einen Griff angebrachte Druckschalter zu betätigen. Der Strom fließt also nur in diesem Moment. Bei dieser Zange besteht die Möglichkeit, eine der beiden Elektroden durch eine Zuleitungsschnur (Masseverbindung) zu ersetzen, so daß man an größeren Blechteilen Direktlötlungen bzw. -schweißungen vornehmen kann. Umstritten ist jedoch die Frage, inwieweit eine derartige Zange für unseren Berufsweig zu verwenden ist.

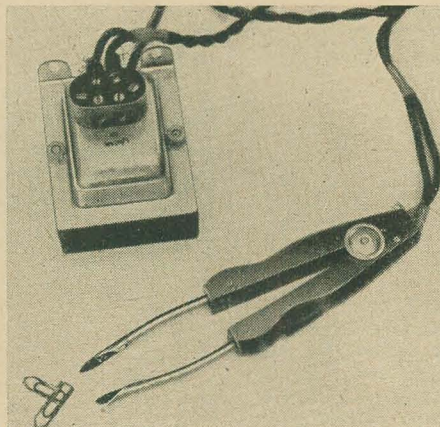
Beim Verwenden von Zinn ohne Kolophonium als Lötmedium kann mit der Zange gearbeitet werden. Da man aber bei den Lötstellen in den Geräten als Flußmittel fast durchweg Kolophonium verwendet, ist die Anwendung der Zange sehr stark begrenzt, weil die Kohleelektroden durch das Kolophonium verschmutzen und eine sofortige Kontaktgabe nicht mehr gewährleistet ist. Außerdem tritt der Nachteil auf, daß durch die „Verschweißung“ an der Lötstelle ein Verzundern auftritt, so daß, falls an dieser Stelle ein

Auswechseln des Bauteiles in der Reparaturwerkstatt erfolgen muß, die Lötstelle erst vom Zunder zu befreien ist, um dann mit dem gebräuchlichen LötKolben arbeiten zu können.

Ferner ist es mit dieser Zange nicht so einfach (obwohl man einen Kontaktarm herausnehmen und durch eine Schnur ersetzen kann, die dann am Chassis befestigt wird), innerhalb der Verdrahtung Lötlungen vorzunehmen.

Abschließend ist festzustellen, daß sich dieses Gerät für unseren Berufsweig wenig eignet, evtl. lediglich zur Herstellung von Lötleisten und dergleichen.

Klamroth



Durch die hohe Temperaturbeständigkeit bei Verwendung von geeigneten Lötmetallen bis etwa 300° C und hoher Beschleunigungsfestigkeit, je nach Konstruktion, bieten sich vor allen Dingen in der kommerziellen Funkgeräte- und UHF-Meßgerätektechnik, der Fernlenk- und astronautischen Apparaturen sowie der gesamten Elektrotechnik vielfältige Möglichkeiten. Es ergeben sich in der Regel- und Steuerungstechnik sowie für die Anwendung in elektronischen Rechenmaschinen, d. h. dort, wo in sehr großen Stückzahlen gleiche Bauteilgruppen eingesetzt werden, vorteilhafte Anwendungsmöglichkeiten.

Die Bilder 3 bis 5 zeigen keramische Fest- und Regelkondensatoren, die für die Verwendung in „gedruckten Schaltungen“, auch tauchlötfähig, geeignet sind.

Vergleichende Betrachtungen

Im vorstehenden wurden schon die Vorteile der „gedruckten Schaltungen“ auf keramischen Trägerplatten kurz hervorgehoben.

Keramische Trägerplatten weisen besonders bei verschärften Betriebsbedingungen gegenüber solchen aus Kunststoffen in der Ätztechnik viele spezifische Vorteile auf.

Formstarrheit, elektrische Güte und Stabilität sind wesentliche Merkmale für den Gebrauchswert dieser Konstruktion. Die relativ großen Plattenstärken der keramischen Trägerplatten gegenüber solchen aus Hartpapier sind aber in bezug auf das Gewicht und den Vorzug der Formstabilität noch gut vertretbar. Infolge der hohen Wärmeleitfähigkeit der Keramik ist die Strombelastbarkeit der Belegung auch sehr hoch. Die Leiterbreiten auf keramischen Platten können geringer (0,25 bis 0,33 mm) sein als bei plattiertem Hartpapier, da bei letzterem oft mit Struktureinflüssen in den aufgeklebten, vor allem gewalzten Kupferfolien gerechnet werden muß, besonders dann, wenn noch Einflüsse der Neutralbehandlung und Badreste wirksam sind, da bei Hartpapier durch die gestanzten Bohrungen die Schichtung frei liegt. Auf die Keramik wird jeweils nur so viel Silber aufgedruckt, wie in der Schaltung als Leiter oder zur Abschirmung gebraucht wird.

Keramische Leiterplatten sind gegenüber denen der Hartpapiertechnik bester Qualität preislich gleichwertig und billiger als Glasfaser-Harzgrundplatten.

Aus dem vorstehenden ist zu erkennen, daß es sich immer lohnen wird, bei neuen Schaltungsprojekten oder bei der Umstellung bestehender Geräteschaltungen nach dem Gesichtspunkt der Automatisierung, die keramische Technik in Betracht zu ziehen. Dies soll jedoch, so wie es schon früher die HF-Keramik in ihrer Einführungszeit propagiert hatte, unter Beachtung der ökonomischen und technischen Gesichtspunkte geschehen, wobei der Kundendienst der Keramischen Werke Hermsdorf mit seinen anwendungstechnischen Erfahrungen gute Unterstützung geben kann.

Nach einer Dokumentation des VEB Keramische Werke Hermsdorf

Tabelle 2

	Zenerspg. für $I_z = 5 \text{ mA}$	different. Wider- stand f. $I_z = 5 \text{ mA}$	Durchlaßstrom für $U_D = 1 \text{ V}$	Sperrstrom für $-U_{sp} = 1 \text{ V}$
OV 6	6...7 V	10 Ω	150 mA	-20 nA
OV 7	7...8 V	10 Ω	150 mA	-20 nA
OV 8	8...9 V	10 Ω	150 mA	-20 nA

wendbar. Für minimales Rauschen liegt der Oszillatorrichtstrom zwischen 1 bis 6 mA. Bei $f = 900 \text{ MHz}$ ist der unter optimalen Bedingungen gemessene Rauschfaktor $F \leq 14 \text{ dB}$.

Auch Telefunken hat eine Schaltdiode mit geringer Sperrtr  gheit entwickelt, den Typ OA 186. Der Sperrwiderstand ist bei $T_{\text{ugb}} = 55^\circ \text{C}$ und $-U_{\text{sp}} = 20$ bis 50 V größer als 0,5 M Ω . Die geringe Sperrtr  gheit der Diode OA 186 definiert Telefunken folgendermaßen:

Wird eine symmetrische Rechteckspannung von 50 kHz mit einer Anstiegszeit von $< 0,1 \mu\text{s}$ so an die Diode gelegt, daß in Durchlaßrichtung ein Strom von 30 mA fließt, wobei in Sperrichtung eine Spannung von -35 V anliegen soll, so fließt

nach 0,5 μs $I_{0,5} = 300 \mu\text{A}$,
nach 3,5 μs $I_{3,5} = 30 \mu\text{A}$.

Germanium-Fotodioden sind lichtempfindliche Bauelemente, die sowohl als Fotoelemente als auch als Fotowiderstände mit einer Hilfsspannung betrieben werden können. Bei den Siemens-Typen TP 50 und TP 55 liegt das Maximum der Spektralempfindlichkeit im infraroten Bereich, und zwar bei 1500 nm, die infrarote Empfindlichkeitsgrenze bei etwa 1900 nm. Beim Betrieb als Fotowiderstand mit einer Hilfsspannung von maximal 100 V ändert sich der Widerstand von seinem Dunkelwert bis zu einer Beleuchtungsstärke von 5000 lx um den Faktor

50. Lichtwechselfrequenzen bis zu 100 kHz können trägheitslos verarbeitet werden. Die für eine Umgebungstemperatur $T_{\text{ugb}} = 20^\circ \text{C}$ geltenden Werte sind in Tabelle 3 enthalten.

Die ebenfalls von Siemens herausgebrachten neuen Silizium-Fotoelemente wandeln das Sonnenlicht mit einem verhältnismäßig hohen Wirkungsgrad ($\approx 10\%$) in elektrische Energie um. Das Maximum der Spektralempfindlichkeit liegt bei 1100 nm. Die Ansprechtr  gheit ist gering, und es treten keine Ermüdungserscheinungen auf. Man kann diese kleinen Bauelemente für die Speisung elektrischer Geräte mit geringem Energieverbrauch in Verbindung mit Pufferbatterien verwenden. Sie arbeiten z. B. sehr zuverlässig in Registrier-, Schalt- und Meßanlagen. Für den Typ TP 60 gelten für 20°C die Meßwerte der Tabelle 4.

Transistoren

Siemens hat den HF-pnp-Transistor TF 49 entwickelt, der eine Grenzfrequenz von 4 MHz und eine maximale Verlustleistung von 30 mW besitzt. Die Kollektorspitzenspannung ist 15 V, der Kollektorspitzenstrom 200 mA. Dieser Typ ist besonders für die Anwendung als Schaltertransistor in Rechenger  ten und ähnlichen impulsverarbeitenden Einrichtungen geeignet.

Der Siemens-pnp-Leistungstransistor TF 90/60 ist für eine Kollektorspitzen-

spannung von 64 V, einen Kollektorspitzenstrom von 15 A und eine maximale Verlustleistung von 7 W dimensioniert. Ein ganz neuer Typ ist der legierte Silizium-npn-Transistor TF 260, der sich mit einem entsprechenden pnp-Transistor zu komplementären Schaltungen zusammensetzen läßt. Dieser Transistor kann bei maximal 100 V bzw. maximal 0,3 A mit rund 0,5 W belastet werden.

Die in Tabelle 5 angefu  hrten Leistungstransistoren von Intermetall können mit je 65 W (I) belastet werden, wenn sie auf entsprechend großen Kühlflächen montiert werden, so daß die Ger  usetemperatur 25°C nicht übersteigt. Vergleichsweise ist bei 70°C Ger  usetemperatur die maximal zulässige Verlustleistung nur etwa 20 W. Der maximale Kollektorstrom aller in Tabelle 5 angefu  hrten Transistoren ist 13 A, die mittlere Steilheit $S = 10 \text{ A/V}$ bei 10 A Kollektorstrom. Der Wärmewiderstand Kristall-Gehäuse ist 1°C/W .

Telefunken hat neben den im Vorjahr bekanntgegebenen KW- und UKW-Transistoren OC 614 ($f_\alpha = 65 \text{ MHz}$) und OC 615 ($f_\alpha = 100 \text{ MHz}$) [siehe radio und fernsehen 1 (1959) S. 27] den HF-Flächentransistor AF 105 mit einer Grenzfrequenz von 55 MHz entwickelt. Die Kennlinien dieses Transistors sind im Bild 1 wiedergegeben. Bei einer Meßfrequenz von 10,7 MHz sind die Wechselstromme  werte des AF 105 für Emitterschaltung bei $-U_{ce} = 6 \text{ V}$ und $-I_c = 1 \text{ mA}$:

Tabelle 6

Eingangswiderstand	$r_{ie} = 750 \Omega$
Eingangskapazität	$c_{ie} = 75 \text{ pF}$
R��ckwirkungswiderstand	$r_{re} = 70 \text{ k}\Omega$
Rückwirkungskapazität	$c_{re} = 2,2 \text{ pF}$
Steilheit	$S = 17,5 \text{ mA/V}$
Phasenwinkel der Steilheit	$\varphi_{21} = 25^\circ$
Ausgangswiderstand	$r_{oe} = 60 \text{ k}\Omega$
Ausgangskapazität	$c_{oe} = 2,7 \text{ pF}$

Dieser Transistor kann anstelle des OC 614 in KW-Eingangs- bzw. UKW-ZF-Stufen verwendet werden.

Intermetall bringt einige neue Typen von NF-Endstufentransistoren. Erwähnenswert ist hier der Ge-NF-Transistor OC 308, der auch paarweise als $2 \times \text{OC 308}$ geliefert werden kann. Die Firma garantiert, daß der Abgleich der zu einem Paar gehörenden Einzel Exemplare so weit getrieben wurde, daß unter normalen Betriebsbedingungen das Verhältnis der beiden Basisströme $I_{b1}/I_{b2} < 1,3$ eingehalten wird. Die Kollektorspitzenspannung beim OC 308 ist 32 V, der Kollektorspitzenstrom 250 mA. Bei Montage auf einem Kühlblech (Alu) mit den Abmessungen $30 \times 40 \times 2 \text{ mm}$ ist die maximale Verlustleistung je Transistor 100 mW.

Der Intermetall-HF-Transistor OC 410 mit einer Grenzfrequenz von 12 MHz besitzt eine Rückwirkungskapazität von 10 bis 12 pF und die Stromverstärkung 110. Die Verlustleistung ist 65 mW, der Kollektorstrom 40 mA und die Kollektorspannung 15 V.

Tabelle 3

	TP 50	TP 55
Empfindlichkeit	$3 \cdot 10^{-5} \text{ mA/lx}$	$4 \cdot 10^{-5} \text{ mA/lx}$
Dunkelstrom bei 100 V Hilfsspannung	$< 3,5 \mu\text{A}$	$< 5 \mu\text{A}$
Max. Verlustleistung	50 mW	40 mW
Max. zulässige Ger��usetemperatur	50°C	50°C

Tabelle 4

Größe der lichtempfindlichen Fläche	10000 lx	1,5 cm ²
Beleuchtungsstärke B	10000 lx	500 lx
Leerlaufspannung U_L	0,44 V	0,05 V
Kurzschlußstrom I_K	10 mA	0,4 mA
Max. abgebbare Leistung bei optimaler Anpassung N_{max}	2,5 mW	0,1 mW

Tabelle 5

	CTP 1511	CTP 1512	CTP 1514	CTP 1505
Max. Kollektorspannung in V	100	80	40	40
Mittl. Leistungsverstärkung bei 5 W Belastung in dB	43	43	43	34
Stromverstärkung bei 5 A Kollektorstrom	60...120	60...120	60...120	15...45
Stromverstärkung bei 10 A Kollektorstrom	50	50	50	15
Grenzfrequenz in Emitterschaltung in kHz	4	4	4	5

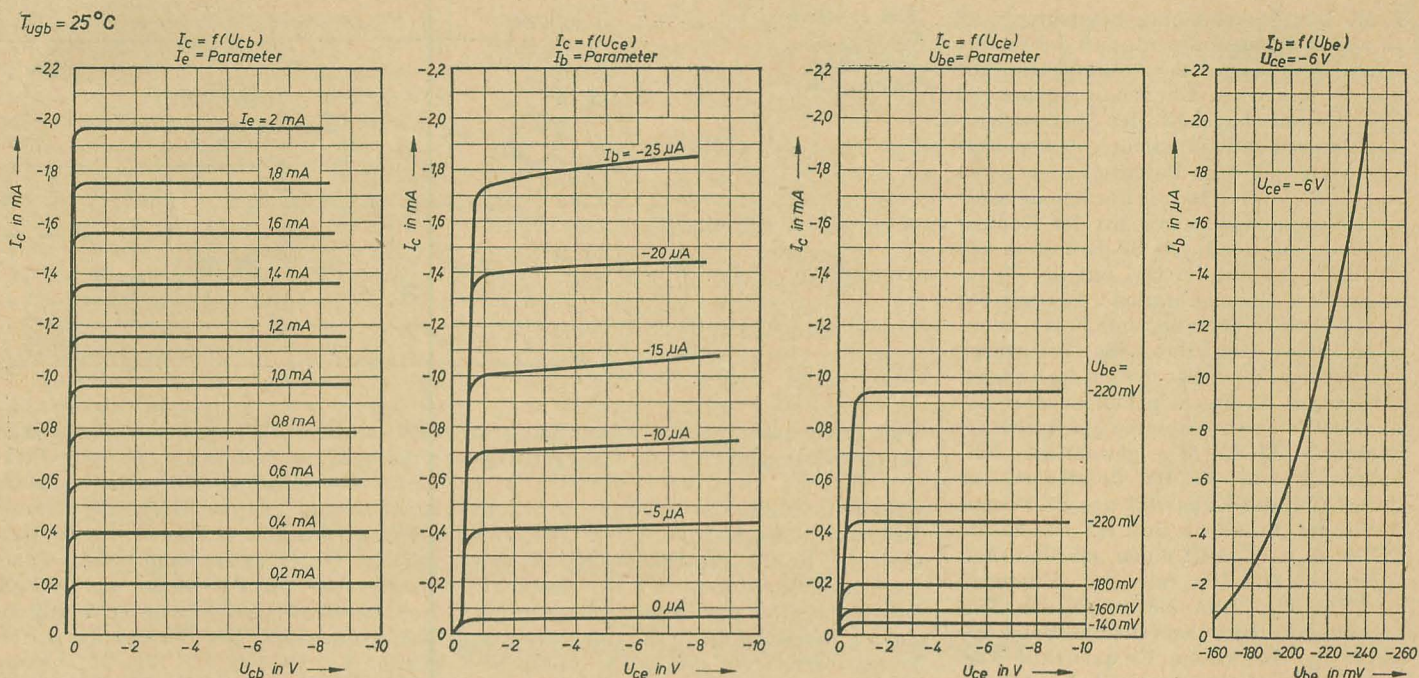


Bild 1: Kennlinien des HF-Flächentransistors AF 105

Transistorgeräte

Valvo führte in Hannover das Demonstrationsmodell eines elektronischen Vier-Spezies-Digitalrechenwerkes vor, das ausschließlich mit Halbleitern bestückt ist. Das Rechenwerk rechnet ähnlich wie die gebräuchlichen elektromechanischen Maschinen im Dezimalsystem mit fester Stellenzahl. Der Einfachheit halber arbeitet das Modell mit drei Stellen, weil sich das Schaltungsprinzip mit dieser Anzahl von Stellen in seiner Funktion vollständig zeigen läßt. Es hat ein dreistelliges Eingaberegister und demzufolge ein sechsstelliges Resultatregister. Sämtliche Registerstellen werden durch Strommesser mit einer von 0...9 geteilten Skala angezeigt. In einem Bedienungspult befinden sich die Tastaturen (Zehnertastatur), mit denen die Zahlen in das Rechenwerk eingegeben werden. Das Rechenwerk selbst arbeitet in Parallel-Serien-Betrieb. Sowohl die Additionsoperationen als auch die Verschiebeoperationen werden an allen Registerstellen gleichzeitig durchgeführt, so daß auch bei einer großen Stellenzahl eine hohe Rechengeschwindigkeit erreicht wird. Im Modell werden Dezimalzähleinheiten verwendet, die aus vier bistabilen Multivibratorstufen zusammengesetzt sind. Die erste Stufe ist mit dem Valvo-Transistor OC 46, die drei übrigen mit je einem OC 71 bestückt. Eine solche Dezimalzähleinheit kann mit ausreichender Sicherheit mit einer maximalen Impulsfolgefrequenz von 40 kHz arbeiten, die auch im Demonstrationsmodell angewendet wird. Die maximale Rechenzeit, die für die längste Divisionsaufgabe erforderlich ist, beträgt bei dem dreistelligen Modell 15,6 ms. Sie würde bei einem fünfzehnstelligen Rechenwerk 78 ms betragen. Bestückt man die Dezimalzähleinheiten ausschließlich mit dem Transistor OC 46, so kann man mit der höheren maximalen Impulsfolgefrequenz 160 kHz

arbeiten. Bei einem fünfzehnstelligen Rechenwerk würde dann die maximale Rechenzeit nur 19,5 ms sein. Im Modell werden insgesamt etwa 400 Transistoren und 900 Ge-Dioden verwendet. Die Versorgungsspannung wird einem elektronisch stabilisierten Netzteil entnommen, der an das vollständige Rechenwerk eine Gleichspannungsleistung von nur 12 W abzugeben hat.

Daß man sogar ein vollständiges „Elektrizitätswerk“ mit Leistungstransistoren aufbauen kann, beweist Intermetall mit dem 50-Hz-Generator für den Betrieb von Tonband- und Fonogeräten mit maximal 50 VA Leistungsverbrauch. Zum Betrieb wird eine 24-V-Akkubatterie benötigt, die mit etwa 3 A belastet wird (Wirkungsgrad etwa 70%). Die Steuerstufe des Generators ist mit dem Intermetall-Transistor OC 304 als LC-Oszillator aufgebaut. Zur Unterbindung von Frequenzschwankungen, die zur Drehzahländerung des angeschlossenen Gerätes führen würden, wird die Speisespannung für den Oszillator mit Hilfe einer Zenerdiode (Z 6) stabilisiert. Die Treiberstufe ist mit dem Transistor CTP 1111 bestückt und liefert die erforderliche Steuerspannung für die Gekantleistungsstufe mit zwei Tran-

sistoren 2 N 268 (je 12 W Verlustleistung). Außerdem hat der Treiber die Aufgabe, Oszillator und Endstufe elektronisch zu trennen; damit bleibt der Einfluß von Laständerungen hinter der Endstufe auf die Oszillatorfrequenz vernachlässigbar klein. Die Frequenz ändert sich im praktischen Betrieb zwischen Leerlauf und Vollast nur um etwa 0,1% (0,05 Hz). Um die große Ausgangsleistung von 50 VA mit zwei Transistoren 2 N 268 erzeugen zu können, wurde es notwendig, die Endstufe nahezu rechteckig auszusteuern, was durch entsprechende Einstellung des Basisstromes des Treibertransistors herbeigeführt wird. Im allgemeinen ist die Abweichung der Ausgangsspannung von der Sinusform für den Betrieb von Tonband- und Plattenspielermotoren bedeutungslos.

Von Siemens wurde ein 5,5-MHz-FM-Sender zur Untersuchung der Demodulatoren von UKW- und Fernsehempfängern entwickelt. Bei diesem Sender wurde eine interessante Eigenschaft spezieller Kondensatoren (Sperrschichtkondensatoren) ausgenutzt. Der Sperrschichtkondensator ist spannungsabhängig, d. h., mit sich ändernder Spannung an den Kondensatorbelägen ändert sich auch dessen Kapa-

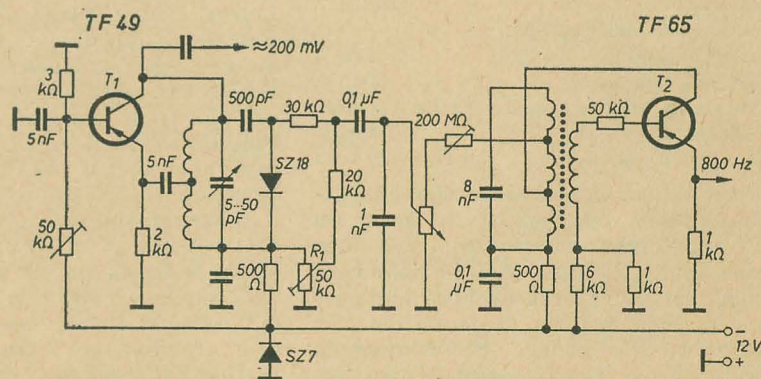


Bild 2: FM-Sender für 5,5 MHz

zität. Der Sperrschichtkondensator muß so weit vorgespannt sein, daß der lineare Kurventeil der Umwandlungskennlinie ausgefahren wird. Im Schaltungsbeispiel Bild 2 bedeutet „SZ 18“ den Sperrschichtkondensator (Siliziumdiode), dessen Vorspannung mit dem Potentiometer R_1 so eingestellt wird, daß nur der lineare Kurventeil ausgenutzt wird. Mit der Kapazitätsänderung der Diode SZ 18 ändert sich die Frequenz des Kreises mit der Spannung (Frequenzmodulation). Der mit der Diode SZ 18 in Serie liegende Festkondensator 500 pF dient dabei als Gleichspannungssperre. Wird also der am spannungsabhängigen Sperrschichtkondensator liegenden Gleichspannung die aus der Oszillatorstufe TF 65 (T_2) gewonnene NF-Spannung von 800 Hz überlagert, so ändert sich die Kapazität des SZ 18 und damit die Frequenz des HF-Oszillators TF 49 (T_1). T_1 stellt einen gewöhnlichen Dreipunktozillator mit der Frequenz 5,5 MHz dar. Zum Einstellen des Frequenzhubes dient ebenfalls das Potentiometer R_1 . Bei einem Frequenzhub von ± 50 kHz erreicht man mit dem Gerät einen Klirrfaktor der NF-Spannung von etwa 3%. Bei Klirrfaktormessungen an Demodulatoren muß dieser Eigenklirrfaktor berücksichtigt werden.

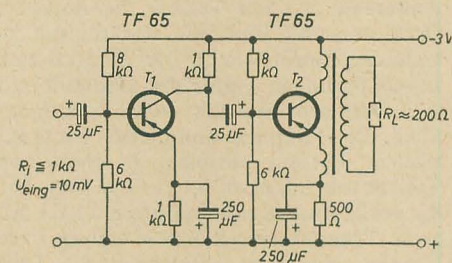


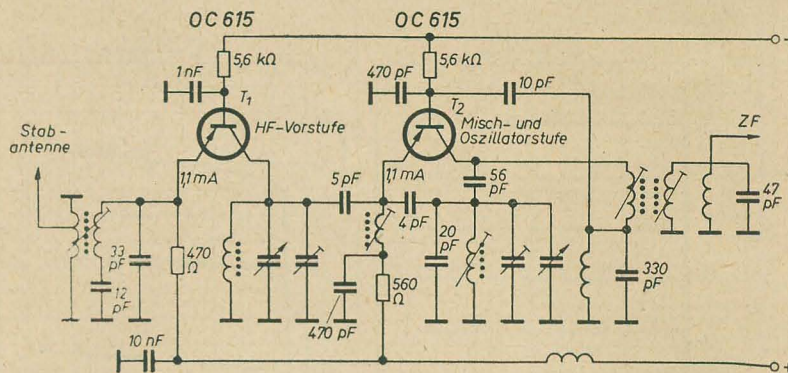
Bild 3: Mikrofonverstärker für ein dynamisches Mikrofon

Bild 3 gibt die Schaltung eines von Siemens gebauten Mikrofonverstärkers für ein dynamisches Mikrofon wieder. Der Verstärker besteht aus zwei gegengekoppelten Emitterstufen; die Emitterwiderstände sind mit verhältnismäßig großen Kondensatoren überbrückt (je 250 µF), um bei tiefen Frequenzen den Verstärkungsabfall gering zu halten. Bei 3 V Batteriespannung sind die Daten des Verstärkers:

Spannungsverstärkung	
gesamt	etwa 100
Eingangswiderstand	200 Ω
Anpassungswiderstand am Ausgang	200 Ω
Maximale Ausgangsspannung an 200 Ω	1 V
Eingangsspannung	10 mV
Störabstand	50 dB
Klirrgrad	< 1 %
Frequenzbereich	50 Hz... 20 kHz

Eine weitere interessante Anwendungsmöglichkeit von Transistoren zeigt die „Transistoruhr“ von Siemens. Von einer eingebauten Batterie wird ein sehr konstant laufender Transistoroszillator gespeist (einstufig), der wiederum die Uhr antreibt. Die geringe Stromaufnahme sichert einen langen wartungsfreien Be-

Bild 4: UKW-Eingang des Telefunken-Bajazzo-UKW



trieb (etwa zwei Jahre mit einer Batterie bei unwahrscheinlich hoher Ganggenauigkeit).

Saba entwickelte das volltransistorisierte Mischpult „Regie-Mixer 100“. Die vier einzelnen Kanäle des Mixers sind mit den Siemens-Transistoren TF 65 bestückt. Das Einschalten des Geräts erfolgt durch einen Kippschalter. Die eingebauten Transistoren liegen an der im Innern befindlichen 22,5-V-Trockenbatterie, die bei einer Strombelastung mit etwa 2,5 mA in ihrer Lebensdauer praktisch nur durch ihre Lagerfähigkeit begrenzt ist. Nach Belieben können mehrere Mikrone, Rundfunkempfänger, Tonbandgeräte, Plattenspieler oder Telefonadapter gemischt werden. Die Lautstärkezunahme der vier Flachbahnregler verläuft im Verhältnis zur Schieberstellung linear. Jedem Eingang ist neben der rückwärtigen Normeingangsbuchse ein mittels Schraubenzieher zu betätigender Vorregler zugeordnet, mit dem alle Eingangsspannungen auf den gleichen Pegel gebracht werden können. Der Mixer ermöglicht wegen der aktiven Verstärkung den Ausgleich der unvermeidlichen Lautstärkeunterschiede der einzelnen Tonfrequenzspannungsquellen.

Aus dem Transistorrundfunkempfängerangebot sei der mit einer elektrischen Uhr kombinierte Transistortaschenempfänger „Jeanette“ von Philips erwähnt. Nicht nur der Empfänger, sondern auch die eingebaute Uhr wird aus der im Gerät befindlichen Batterie gespeist. Der kleine Empfänger wird damit besonders auf Reisen gute Dienste leisten. Die technischen Daten der Jeanette sind: 7 Transistoren (OC 44, 2 × OC 45, 2 × OC 71, 2 × OC 72), eine Ge-Diode OA 79 und 8 Kreise. Ferritantenne und Ovallautsprecher sind eingebaut.

Ein vielseitig verwendbares Allwellentransistorgerät findet man bei Schaub-Lorenz. Der „Touring T 400“ ist ein Empfänger mit 8 AM- und 11 FM-Kreisen und den vier Wellenbereichen: L, M, K, U. Die sechs eingebauten Batterien von je 1,5 V gewährleisten mehr als 300 Betriebsstunden. Die Endstufe mit zwei Transistoren OC 74 in Gegentakt-schaltung (1,3 W Ausgangsleistung) in Verbindung mit dem großen Lautsprecher verleihen dem Gerät einen vorzüglichen Klang und große Lautstärke. Als Autoempfänger wird der Transistorsuper mit wenigen Handgriffen in eine unter dem Armaturenbrett des Wagens angebrachte Halterung eingesetzt und ist dann

fest verankert. Will man den Empfänger außerhalb des Wagens (z. B. beim Picknick) verwenden, so läßt er sich ebenso leicht wieder aus der Halterung herausnehmen. Sämtliche Funktionen werden mittels Drucktasten eingestellt, dabei werden AM- und FM-Sender auf zwei getrennten Skalen mit getrennten Abstimmknöpfen gewählt. Die Bestückung ist folgende: 2 × OC 171, OC 170, 2 × OC 45, OC 71, OC 75, 2 × OC 74 und 6 × OA 79. Eine Ferritantenne und UKW-Teleskopdipol sind eingebaut. Bei Benutzung im Wagen kann die Autoantenne durch einfachen Tastendruck angeschlossen werden. In dem neuen Telefunken-Transistorreisesuper „Bajazzo-Transistor 3991“ finden die UKW-Transistoren OC 614 und OC 615 Anwendung. In der UKW-Vorstufe und in der selbstschwingenden Mischstufe (Bild 4) sind zwei Transistoren vom Typ OC 615 eingesetzt. Der Kollektorkreis des Vorstufentransistors wird abgestimmt und die Resonanzspannung dem Emitter des zweiten Transistors zugeführt. Der Vorstufentransistor arbeitet in Basisschaltung. Der ZF-Verstärker des Bajazzo ist mit drei Transistoren OC 614 bestückt. Durch eine geschickte Schaltungsanordnung dient bei AM der erste Transistor OC 614 als selbstschwingender additiver Mischer und nur bei FM als erste ZF-Stufe. Der Ratiodektor besteht aus zwei Dioden vom Typ OA 172. Die NF-Vorstufe enthält den OC 602, die Treiberstufe den OC 604 und die Gegentaktendstufe ist mit zwei Transistoren vom Typ OC 604 spez. bestückt. Außerdem werden im Gerät vier Ge-Dioden verwendet, wovon zwei OA 172 — wie er-

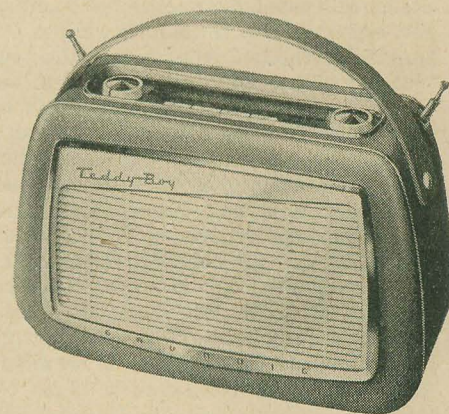


Bild 5: Der Teddy-Boy von Grundig verfügt über die Wellenbereiche UKW, Kurz- und Mittelwelle

wähnt — im Ratiodektor die FM-De-
modulation übernehmen und je ein
OA 174 für die AM-De modulation und die
Regelspannungserzeugung vorgesehen
sind. Die Bestückung mit insgesamt neun
Transistoren ermöglicht es, mit einem
Satz Transistorzellen von je 1,5 V ($6 \times$
 $1,5 = 9$ V) etwa 250 Betriebsstunden her-
auszuholen.

Der verbesserte „Bajazzo“ hat bei FM
11 Kreise und bei AM 7, von denen je-
weils zwei durch Drehkondensatoren
abgestimmt werden. Die Umschaltung
der Bereiche erfolgt durch Drucktasten;
neben den beiden Bereichstasten ist eine
Klangtaste vorgesehen, mit der nach Be-
darf eine Höhenanhebung vorgenommen

werden kann. Zur akustischen Wiedergabe
besitzt der „Bajazzo“ einen permanent-
dynamischen Lautsprecher 130×75 mm.
Die maximale Ausgangsleistung ist
700 mW.

Der Grundig-„Teddy-Transistor-Boy“
II/59 (Bild 5) ist für den Empfang der
Bereiche U, K und M eingerichtet. Er
ist mit insgesamt acht Valvo-Transistoren
(OC 174, $3 \times$ OC 170, $2 \times$ OC 74, $2 \times$
OC 74) und drei Ge-Dioden bestückt. Im
Gegensatz zu den meisten anderen AM/
FM-Reiseempfängern verwendet Grundig
nur acht Transistoren, weil die hoch-
gezüchtete NF-Stufe mit einem Treiber
(ohne Vorstufe) vor der exakt temperatur-
und spannungsstabilisierten Gegentakt-

endstufe auskommt. Außerdem ist die
FM-ZF 6,7 MHz statt der sonst üblichen
10,7 MHz. Die Zahl der Kreise beträgt
für FM 9 und für AM 5. Von den vier
Drucktasten sind drei Bereichstasten, die
vierte bedient die Klangblende. Ferrit-
und Dipolantenne sind eingebaut. Für
den Betrieb im Kraftwagen kann das Ge-
rät aus der 6-V-Autobatterie betrieben
werden. Normalerweise versorgen die
sechs eingebauten Transistorzellen (9 V)
den Empfänger mit der notwendigen Be-
triebsspannung (ein Batteriesatz reicht
für 250 Betriebsstunden). Die Gegentakt-
endstufe mit den beiden Transistoren
OC 74 liefert eine maximale Ausgangs-
leistung von 400 mW. tae-

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Erfurt

Dipl.-Ing. LOTHAR AUER

Zwei einfache Transistorprüfer

Die zunehmende Bedeutung des Transistors und die weite Verbreitung, die er in der elektronischen Schaltungs-
technik bereits gefunden hat, machen es erforderlich, geeignete Meß- und Prüfgeräte zu schaffen. Bei einem
Minimum an Aufwand soll ein Optimum hinsichtlich der Funktion erreicht werden. Deshalb ist schon im Voraus
zu sagen, daß ein einziges Gerät solchen Anforderungen auf keinen Fall gerecht werden kann. Eine Aufteilung
wird sowohl im Hinblick auf die verschiedenen Transistorgruppen (Vorstufen-, Leistungs-, HF-, Schalltransistoren
usw.) als auch in bezug auf den technischen Aufwand zu treffen sein. In letzterer Hinsicht unterscheidet man
zwischen Meß- und Prüfgeräten, wobei in beiden Geräteklassen darauf Rücksicht zu nehmen ist, daß die Vierpol-
eigenschaften der Transistoren vom Arbeitspunkt abhängig sind. Bei Meßgeräten findet das insofern Beachtung,
als die Möglichkeit einer beliebigen Arbeitspunkteinstellung vorgesehen wird. Für Transistorprüfer ist ein der-
artiger Aufwand normalerweise nicht gerechtfertigt.

Betrachtet man vergleichsweise den Meß-
bzw. Prüfaufwand für Elektronenröhren,
so ist eine ähnliche Entwicklung hinsicht-
lich der Transistorprüfung zu erwarten.
Die Daten für einen bestimmten Tran-
sistortyp werden dann vom Hersteller
unter Zulassung entsprechender Toleran-
zen garantiert. Danach ist nur noch die
Prüfung der wichtigsten Parameter unter
gleichmäßigen Bedingungen erforderlich.
Für Vorstufentransistoren und ähnliche
Typen sind die wichtigsten Parameter
ohne Zweifel

die Stromverstärkung,

die Steilheit sowie

die Ein- und Ausgangswiderstände.

Meist wird die Stromverstärkung gemes-
sen. Bei einfachen Geräten beschränkt
man sich im allgemeinen darauf, den
Transistor in der Emitterschaltung zu
prüfen, da dies die technisch bedeutungs-
vollste und gleichzeitig die meßtechnisch
am einfachsten erfaßbare Schaltung ist.
Die durch Literatur und Prospekte be-
kannt gewordenen Transistorprüfer un-
terscheiden sich außer in der mehr oder
weniger einfachen Bedienung dadurch,
daß sie sich in die folgenden zwei Gruppen
einteilen lassen:

- I. Prüfgeräte zur Messung dynamischer
Transistorgrößen [1, 2].
- II. Prüfgeräte zur Messung statischer
Transistorgrößen [3, 4, 5].

In allen Fällen wird der Kollektorrest-
strom gemessen, der als ein wichtiger
Grenzwert im Ausgangskennlinienfeld
des Transistors anzusehen ist.

Prüfgerät der Gruppe I

Voraussetzung für ein derartiges Gerät
ist das Vorhandensein eines Signalgene-
rators und einer Anzeige- bzw. Abhör-
einrichtung für das Signal (Bild 1). Die
Gleichstromspeisung muß nicht regelbar
sein und die Anzeige für die Arbeits-
punkteinstellung kann ebenfalls einfach
gehalten werden. Trotzdem ist der Auf-
wand für einfache Geräte, die ja außer-
dem nicht nur klein und leicht, sondern
auch billig sein sollen, noch zu groß. Eine
Vereinfachung ist möglich, indem man
die Messung bzw. Prüfung betriebsmäßig,
beispielsweise in einer Oszillatorschaltung
durchführt. Dadurch wird der Wechsel-
spannungsgenerator eingespart. Weiter-
hin kann anstelle der Anzeigeeinrichtung
ein Kopfhörer verwendet und auf die
veränderbare Einstellung des Arbeits-
punktes verzichtet werden. Es ergibt sich
dann ein Blockschaltbild wie im Bild 2
dargestellt ist.

Im nachfolgenden wird die Berechnung
einer solchen Schaltung (Bild 3) vorge-
nommen. Für diese Oszillatorschaltung
ergibt sich unter Benutzung der h-Para-
meter folgende Schwingbedingung [9]:

$$\ddot{u}_0 = \frac{1}{h_{21}} \left(\frac{h_{11}}{R_L} + \det h \right), \quad (1)$$

$\ddot{u}_0$ ist das Übersetzungsverhältnis des
Übertragers. Die Determinante $\det$
 $h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$ ist im allge-
meinen vernachlässigbar klein gegenüber
 h_{11}/R_L . Das erkennt man mit der folgen-

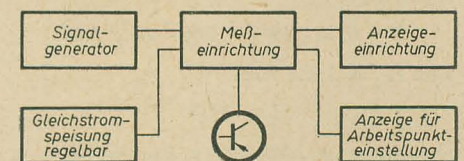


Bild 1: Blockschaltbild für Messung dynamischer Transistorgrößen

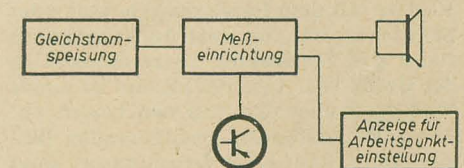


Bild 2: Vereinfachung des Transistorprüfgerätes

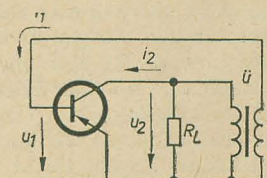


Bild 3: Oszillatorschaltung

gerät, d. h. ein einfaches Gerät zur Messung dynamischer Transistorgrößen kaum für eine rationelle Fertigung geeignet ist. Diese Argumentation trifft für den Selbstbau eines solchen nicht zu. Die besprochene Schaltung eignet sich dann ganz besonders für diesen Zweck, da sie sich mit einfachen Mitteln abgleichen läßt und mehr und genauere Werte liefert, als eine Schaltung zur Messung statischer Werte.

Prüfgerät der Gruppe II

Ein Verzicht auf die dynamische Messung und dafür die Verwendung eines Meßprinzips für statische Werte verspricht eine weniger aufwendige Schaltungsmöglichkeit. Die Mehrzahl der einfachen Transistorprüfgeräte arbeitet nicht dynamisch, sondern statisch bzw. quasidynamisch. Wie sich zeigt, ist die Meßanordnung für die Emitterschaltung die bequemste und gleichzeitig die in der Praxis am häufigsten gebrauchte.

Für den Kollektorstrom wird vielfach folgende Beziehung angegeben:

$$I_c = I_{co} + h_{21} \cdot I_b \quad (11)$$

Die Gleichung (11) ist im Bild 5 grafisch dargestellt.

Durch Messungen wurde jedoch festgestellt, daß der Zusammenhang der Gleichung (11) und dementsprechend Bild 5 nicht zutrifft. Vielmehr wurde für $I_c = f(I_b)$ folgende Kennlinienform (Bild 6) als möglicherweise bessere Näherung gefunden.

Für Kollektorströme oberhalb etwa I_{c1} gilt demnach:

$$I_c = h_{21} \cdot I_b \quad (12)$$

Das reale Verhalten des Transistors ist im Bild 7 angedeutet. Danach geht die Tangente an die Kennlinie bei höheren Kollektorströmen keineswegs mehr durch den Koordinatenursprung. Je nach Transistortyp und -exemplar kann die Tangente in dem jeweils eingestellten Arbeitspunkt sowohl die Abszisse als auch die Ordinate schneiden. Dadurch, daß nach Gleichung (12) immer die Steigung einer Geraden durch den Koordinatenursprung bestimmt wird, können bei diesem Verfahren beachtliche Meßfehler entstehen. Das wird leicht begreiflich, wenn man beispielsweise die Steigung der durch den Punkt B gehenden Tangente mit der Steigung einer Geraden vergleicht, die vom Koordinatenursprung durch den Punkt B geht, also die Transistorkennlinie schneidet. Es muß mit Meßfehlern bis zu 30% gerechnet werden. Auf die Vor- und Nachteile einer Kompensation des Kollektorreststromes, d. h. einer Verschiebung des Koordinatenursprungs in den Anfang der Transistorkennlinie bei I_{co} , soll hier nicht näher eingegangen werden.

Unter Zugrundelegen der in Verbindung mit Bild 6 gemachten Voraussetzung $I_c \geq I_{c1}$ soll also I_{co} vernachlässigt werden. Die Stromverstärkung erhält man damit aus

$$h_{21} = \frac{I_c}{I_b} \quad (13)$$

Es existieren zwei prinzipielle Meßmöglichkeiten:

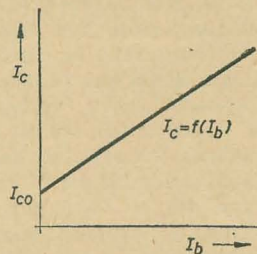


Bild 5: Grafische Darstellung der Gleichung $I_c = I_{co} + h_{21} \cdot I_b$

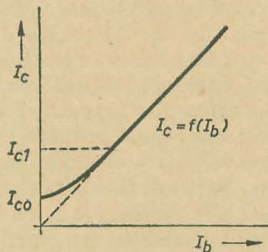


Bild 6: Kennlinie entsprechend der Näherung für Gleichung (12)

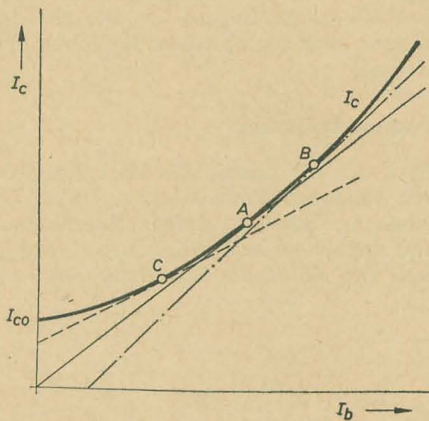


Bild 7: Reale Kennlinie des Transistors

1. $I_b = \text{konstant} \rightarrow h_{21} = f(I_c), (14a)$
 $\Delta I_b = \text{konstant}$
2. $I_c = \text{konstant} \rightarrow h_{21} = f(I_b), (14b)$

Im ersten Verfahren wird dem in Emitterschaltung arbeitenden Transistor ein konstanter Basisstrom I_b zugeführt, was beispielsweise über einen hochohmigen Widerstand erfolgen kann. Je nachdem wie groß die Stromverstärkung des zu messenden Transistors ist, ergibt sich ein unterschiedlich hoher Kollektorstrom. In einer Abart dieses Verfahrens wird die Kollektorstromänderung bei Änderung des Basisstromes um einen entsprechenden Faktor, beispielsweise um den Faktor 2, bestimmt [5]. Ein derartiges Meßverfahren kann man als quasidynamisch bezeichnen, es hat aber Nachteile, wie aus dem folgenden hervorgehen wird. Jedenfalls wird auch hier der Kollektorstrom zur Charakterisierung der Stromverstärkung herangezogen. Das zweite Verfahren, bei dem der Kollektorstrom konstant gehalten und dafür der Basisstrom verändert wird, ist als das günstigere anzusehen, insbesondere als sich die Herstellerangaben auf einen konstanten Kollektorstrom beziehen. Der Nachteil des

ersten Verfahrens liegt hauptsächlich darin, daß unterschiedliche Kollektorströme auftreten, die außerdem eine für den Transistor unter Umständen schädliche Größe annehmen können. Die Quotientenbildung nach Gleichung (13) kann nämlich zu größeren Meßfehlern führen, da die Stromverstärkung vom Kollektorstrom abhängig ist. Zwar tritt das nach Literatur- und Prospektangaben in dem Bereich, in dem Vorstufentransistoren arbeiten, nicht in Erscheinung. Es wurde jedoch an verschiedenen Transistoren festgestellt, daß bei einer Kollektorspannung von 5 V und einer Änderung des Kollektorstromes von 0,5...3 mA ein Anstieg der Stromverstärkung um 20...30% auftritt. Mit kleinerer Kollektorspannung (3 V) ist dieser Effekt weniger ausgeprägt (Anstieg 18...27%).

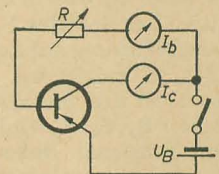


Bild 8: Prinzipschaltung des Transistorprüfers (Gruppe II)

Für die im folgenden beschriebene Meßanordnung für einen Transistorprüfer wird deshalb das zweite Verfahren benutzt. Bild 8 zeigt das Prinzipschaltbild. Mittels des Widerstandes R wird ein solcher Basisstrom I_b eingestellt, daß der Kollektorstrom I_c gerade 1 mA beträgt. Dieser Kollektorstrom liegt den meisten Herstellerangaben zugrunde. Für die Kollektorspannung, die praktisch direkt durch die Batteriespannung gegeben ist, wird aus dem gleichen Grunde ein Wert von 4...5 V am zweckmäßigsten sein. Die vorteilhafteste Speisequelle für diesen Zweck ist die Normal-Flachbatterie.

Entsprechend der Beziehung — Gleichung (14b) — ist der Basisstrom für diese Einstellung ein direktes Maß für die Stromverstärkung. Somit kann das Anzeigeelement für I_b eine in Stromverstärkungen geeichte Skala erhalten. Um eines der Anzeigeelemente einzusparen, kann man eine entsprechende Skala auf den Regler R anbringen. Das Instrument für I_b wird dann nicht mehr benötigt, es muß aber dafür gesorgt werden, daß die Speisespannung U_B konstant bleibt oder daß über einen gewissen Bereich von U_B eine Korrektur möglich ist. Das kann z. B. bei logarithmischem Regler R durch Verschieben der Skala erfolgen oder dadurch, daß man die Einstellmarke (1-mA-Einstellung) auf dem Instrument für I_c verändert. In beiden Fällen treten natürlich zusätzliche Fehler auf, die in die Betrachtung mit einbezogen werden müssen. Bei der im folgenden noch näher erläuterten Schaltung wird ein Instrument dadurch eingespart, daß wechselweise, d. h. einmal im Kollektorkreis und einmal im Basiskreis, gemessen wird. Wie leicht einzusehen ist, können so die Zusatzfehler in wesentlich engeren Grenzen gehalten werden. Außerdem läßt sich die Eichung des Gerätes einfacher durchführen.

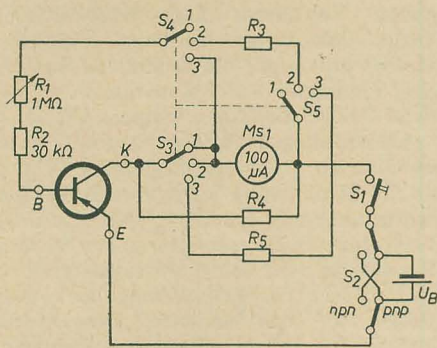


Bild 9: Schaltung des Transistorprüfers (Gruppe II)

Bild 9 zeigt die vollständige Schaltung eines nach dem soeben geschilderten Prinzip arbeitenden Transistorprüfgerätes. Durch die Taste S_1 wird die Anordnung eingeschaltet. Der Schalter S_2 (pnp-npn), dient zur Umschaltung auf den Leitfähigkeitstyp des zu messenden Transistors. In Stellung 1 der drei mechanisch gekoppelten Schalter S_3 , S_4 , S_5 wird der Kollektorstrom gemessen. Dabei ist der Basiskreis durch S_4 unterbrochen. R_4 liegt parallel zum Instrument und erweitert den Meßbereich auf 1 mA. In Stellung 2 wird mittels des Regelwiderstandes R_1 der Kollektorstrom von $I_c = 1$ mA eingestellt. Der Widerstand R_3 im Basiskreis hat die gleiche Größe wie der Innenwiderstand des Instrumentes M_{s1} , um beim Umschalten nach Stellung 3 den Basisstrom nicht zu verfälschen. Dem gleichen Zweck dient R_5 im Kollektorkreis. In Stellung 3 liegt das 100- μ A-Instrument

im Basiskreis. Der angezeigte Strom ist nach Gleichung (14b) ein Maß für die Stromverstärkung. Die in Stromverstärkung geeichte Skala hat keinen linearen, sondern hyperbolischen Verlauf. Wenn man eine Ablesbarkeit bis zu 10% des Vollausschlages voraussetzt, ergibt sich also ein Meßbereich für die Stromverstärkungen von 10 (= Vollausschlag) bis 100 (= 10% des Vollausschlages). Die Stromverstärkungen zwischen 50 und 100 liegen schon relativ dicht zusammen und zwar zwischen 20% und 10% des Vollausschlages. Noch ungünstiger liegen die Stromverstärkungen von 100 bis 200, nämlich zwischen 10% und 5% des Vollausschlages. Da die Mehrzahl der Transistoren Stromverstärkungen bis etwa 50 haben, ist das nicht besonders störend, jedoch kann es für manche Fälle wünschenswert sein, auch größere Stromverstärkungen mit hinreichender Genauigkeit abzulesen. Das läßt sich erreichen, indem man außer der Stellung 3 noch eine weitere, stromempfindlichere vorsieht. Bei 50- μ A-Vollausschlag würde der Bereich nach der oben definierten Weise z. B. von 20...200 gehen. Die Fehlergrenzen werden bei diesem Meßverfahren in der Regel bei 10...20% liegen; in Sonderfällen können aber auch größere Meßfehler auftreten.

Zusammenfassung

Es wurde die prinzipielle Wirkungsweise von einfachen Transistorprüfgeräten beschrieben. Dabei ist zwischendynamischem und statischem Meßprinzip zu unterscheiden. Die einfachere Schaltung bzw. das

billigere Gerät wird immer statische Werte messen. Transistorprüfer der geschilderten oder ähnlicher Ausführung werden mit fortschreitender Einführung des Transistors in die Technik größere Bedeutung besitzen als komplizierte Meßgeräte, da in den meisten Fällen nur das Urteil „gut“ oder „schlecht“ zu fällen sein wird. Die Fehlergrenzen der Schaltung für ein dynamisches Meßprinzip liegen unter 10%. Bei dem statischen Prüfgerät müssen 10...20%, in Sonderfällen noch darüber, in Kauf genommen werden.

Literatur

- [1] R. A. Hempel: A transistor tester for the experimental lab, Electronic Ind. Febr. (1958) S. 58...61
- [2] G. F. Montgomery: Transistor beta tester, Electronics 5 (1957) S. 198 u. 200
- [3] E. D. Padgett: Practical Transistor tests, Radio Electronics 7 (1955) S. 32...34
- [4] Bentley, Chandi, Mathis: Simplified transistor test equipment, Tele-Tech Electronic Ind. 9 (1955) S. 56...57 u. 118...119
- [5] K. P. Weber: Schnellprüfung von Transistoren mit dem Transistor-Tester, Elektronik 9 (1957)
- [6] J. Meinhardt: Zur Systematik des Niederfrequenz-Kleinsignalverstärkers mit Flächentransistoren, Nachr. Technik 9 (1958) S. 415...422
- [7] F. Winiger: Die elektrischen Eigenschaften und Anwendungen von Transistoren, Bull. schweiz. elektrotechn. Ver. 3 (1958) S. 87...98 u. 107...108
- [8] T. Scheler u. H. W. Becke: Über negative Widerstände, Transistoren und Rückkopplungsschaltungen in ihren gegenseitigen Abhängigkeiten, Frequenz 8 (1957)
- [9] L. Auer: Ein Normalpegelgenerator mit Transistor, Nachr. Technik 6 (1957) S. 262...266

WERNER TAEGER

Die Abhängigkeit der Transistorkennwerte vom Arbeitspunkt und den Betriebsdaten

Legt man bei einem bestimmten Arbeitspunkt A_1 (Bild 1) eine kleine Wechselspannung an die Basis-Emitterstrecke eines Transistors und dann die gleiche Wechselspannung bei einem zweiten Arbeitspunkt A_2 mit höherer Gleichspannung U_{be} an den Transistor, so erzeugt diese Wechselspannung bei der kleineren Gleichspannung (Arbeitspunkt A_1) eine geringere Dichtenänderung an der Sperrzone, als bei höherer Gleichspannung (Arbeitspunkt A_2). Das ergibt sich daraus, daß der zum Kollektor übergehende Löcherstrom i_p der Dichtendifferenz Δp entlang der Basis-schicht proportional ist. Er ist somit bei konstanter Zahl der Minoritätsträger in der n-Schicht von der Löcherdichte an der Sperrzone zwischen Emitter und Basis abhängig. Weiter muß beachtet werden, daß mit steigendem Strom, also mit größer werdender Spannung U_{be} zwischen

Basis und Emitter, die Steilheit $S = \frac{i_e}{U_{be}}$ ebenfalls zunimmt. Größere Steilheit bedeutet aber bei konstanter Wechselspannung eine größere Stromänderung und

damit auch eine entsprechend größere Dichtenänderung. Aus diesen Tatsachen ergibt sich die Schlußfolgerung, daß im Falle des Arbeitspunktes A_1 die Änderung des Diffusionsdreiecks kleiner ist als wenn der Arbeitspunkt A_2 gewählt wird. Der Ladungsinhalt und die Diffusionskapazität C_d , die nach Bild 2 zwischen dem inneren Basispunkt b' und Emitter liegt, ist der Größe des Diffusionsdreiecks proportional. Die Diffusionskapazität ist somit stromabhängig.

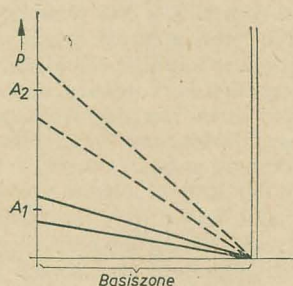


Bild 1: Diffusionsdreieck

Der Basiswiderstand r_b , der nach Bild 2 zwischen dem äußeren und dem inneren Basispunkt liegt, beträgt bei modernen HF-Transistoren etwa 10...100 Ω . Bei einer Elektronenröhre ist ein entsprechender Widerstand in der Gitterleitung nicht vorhanden. Der Basiswiderstand muß aus der Summe aller Strompfade zwischen dem äußeren Basispunkt — dem Basisanschluß — und der Emitter-Sperrschicht ermittelt werden. Da der Widerstand des n-Germanium verhältnismäßig hoch ist, braucht in der Hauptsache nur dieser Widerstand bei der Bestimmung von r_b berücksichtigt werden, der kleine

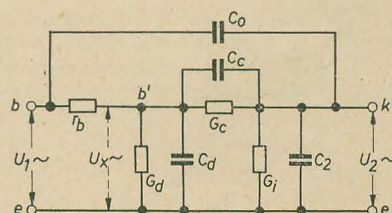


Bild 2: Transistor-Ersatzschaltung

Widerstand der p-Schicht und der Durchgangswiderstand in der Indiumpille dagegen nicht.

Der (Bild 2) parallel zur Diffusionskapazität C_d liegende innere Steuerleitwert G_d wird durch die Rekombination von Löchern in der Basiszone gebildet. Für diesen Vorgang ist die Zahl der Löcher in der Basiszone, also die Größe des jeweiligen Diffusionsdreiecks maßgebend. Das heißt, daß ebenso wie die Diffusionskapazität C_d der Leitwert G_d vom jeweiligen Basisstrom abhängt.

Der Innenleitwert G_i ist in der Hauptsache vom Strom abhängig. Der durch den Kollektor fließende Diffusionsstrom (Löcherstrom) hängt wiederum vom Diffusionsgefälle ab. Bei gleicher Wechselspannung am Kollektor, aber unterschiedlicher Löcherdichte an der Sperrschicht Basis-Emitter, ist bei hoher Löcherdichte die Änderung des Diffusionsgefälles größer als bei kleiner Löcherdichte. Streng genommen besteht aber neben der Stromabhängigkeit von G_i noch eine etwas geringere Spannungsabhängigkeit. Nimmt man nämlich bei sonst unveränderten Verhältnissen zwei verschiedene Werte der Kollektorgleichspannung an, so muß für die beiden Gleichspannungsarbeitspunkte das Diffusionsgefälle den gleichen Wert haben, da sich ja am Kollektor nichts ändern soll. Da nun (siehe Bild 1) im Falle des tiefer liegenden Arbeitspunktes die Änderung der Basisbreite kleiner als für den höher liegenden Arbeitspunkt ist, ist im ersten Fall der Innenleitwert etwas kleiner als im zweiten.

Die Werte von r_b , C_d und G_d haben nun auf die maximal erreichbaren Grenzfrequenzen des Transistors großen Einfluß. In den Bildern 3a u. 3b sind die Eingangskreise für Emitterschaltung und Basisschaltung gegenübergestellt. In den darunter angegebenen Beziehungen bedeuten α_e und α_b die Stromverstärkung in Emitterschaltung bzw. Basisschaltung. Bild 4 zeigt die entsprechenden Ersatzschaltbilder. Man muß nun zwischen zwei Arten Steuergeneratoren unterscheiden:

1. Der Generator ist als eine Stromquelle mit hohem Innenwiderstand zu betrachten ($R_1 \rightarrow \infty$),
2. Der Generator ist eine Spannungsquelle mit sehr kleinem Innenwiderstand ($R_1 \rightarrow 0$).

Im ersten Fall kann im Bild 4 der Widerstand r_b (für Emitterschaltung) bzw. r_b/α_b (für Basisschaltung) vernachlässigt werden. Für die Bestimmung der Grenzfrequenz, bei der α_e bzw. α_b um 3 dB abgefallen ist, genügt die Betrachtung der parallelgeschalteten Elemente.

Für Bild 4a gilt: Stromquelle ($R_1 \rightarrow \infty$), α -Grenzfrequenz

$$\omega_{gr(\alpha_e)} = \frac{1}{C_d \cdot r_e \cdot \alpha_{eo}}$$

Spannungsquelle ($R_1 \rightarrow 0$), Steilheitsfrequenz

$$r_e \cdot \alpha_{eo} \gg \frac{1}{\omega C_d},$$

$$\omega_{gr(s_e)} = \frac{1}{r_b \cdot C_d} = \frac{r_e}{r_b} \cdot \omega_{gr(\alpha_b)}$$

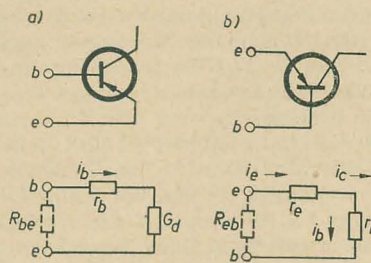


Bild 3: Vergleich der Emitterschaltung und Basisschaltung

a) Emitterschaltung

$$U_{be} = i_b \cdot r_b + i_b \cdot \frac{1}{G_d}$$

$$R_{be} = \frac{U_{be}}{i_b} = r_b + \frac{1}{G_d}$$

$$R_{be} = r_b + \alpha_e \cdot r_e$$

b) Basisschaltung

$$U_{eb} = i_e \cdot r_e + i_b \cdot r_b$$

$$U_{eb} = i_e \cdot r_e + \frac{i_e}{\alpha_b} \cdot r_b$$

$$R_{eb} = \frac{U_{eb}}{i_e} = r_e + \frac{r_b}{\alpha_b}$$

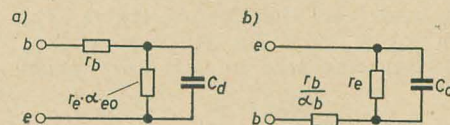


Bild 4: Ersatzschaltungen zur Bestimmung der Grenzfrequenz

a) Emitterschaltung

b) Basisschaltung

Für Bild 4b gilt: Stromquelle ($R_1 \rightarrow \infty$), α -Grenzfrequenz

$$\omega_{gr(\alpha_b)} = \frac{1}{r_e \cdot C_d}$$

Spannungsquelle ($R_1 \rightarrow 0$), Steilheitsfrequenz

$$\alpha_e = \frac{1}{\omega \cdot C_d \cdot r_e}$$

$$\omega_{gr(s_b)} = \frac{r_e}{r_b} \cdot \omega_{gr(\alpha_b)}$$

Die α -Grenzfrequenz der Basisschaltung liegt also um den Faktor α_e höher als bei der Emitterschaltung.

Wenn im zweiten Fall eine Spannungsquelle mit niedrigem Innenwiderstand als Steuergenerator vorliegt, ist für den Verstärkungseffekt weniger die α -Grenzfrequenz als die S-Grenzfrequenz (Steilheitsgrenzfrequenz) maßgebend. Da die Spannungsquelle niederohmig sein soll, kann man jetzt die Längsglieder in der Ersatzschaltung, r_b bzw. r_b/α_b , nicht mehr vernachlässigen. Es ist dabei die Tatsache zu berücksichtigen, daß α_b frequenzabhängig ist. Die Steilheitsgrenzfrequenz, bei der die Steilheit um 3 dB gesunken ist, ergibt sich zu

$$f_s = f_{\alpha_b} \cdot \frac{r_e}{r_b} \quad (1)$$

Es ist somit ein erheblicher Einfluß von r_b auf die Steilheitsgrenzfrequenz vorhanden.

Bei HF-Anwendungen ist die Rückwirkungskapazität C_c (Bild 2) zu beachten, sie entspricht in analogen Röhrenschal-

tungen der Gitter-Anodenkapazität C_{ga} . Physikalisch erklärt sich die Transistor-Rückwirkungskapazität aus dem Umstand, daß ebenso wie zwischen Emitter und Basis auch zwischen Basis und Kollektor eine Sperrzone gebildet wird. An ihren Grenzen befinden sich Zonen verschiedener Ladungsträgerdichten. An den Grenzen der hier interessierenden Sperrzone zwischen Basis und Kollektor bestehen unterschiedliche Elektronendichten, das heißt also, unterschiedliche Potentiale. Innerhalb der Sperrzone tritt in erster Näherung lineares Potentialgefälle ein; man kann also diese Zone als einen Kondensator auffassen, dessen Kapazität

$$C_c = \frac{\varepsilon \cdot F}{w_s} = \frac{\varepsilon \cdot F}{4,3 \cdot 10^3 \sqrt{U_s/n_n}} \quad (2)$$

ist. Darin bedeuten: $w_s = 4,3 \cdot 10^3 \sqrt{U_s/n_n}$ die Dicke der Sperrschicht, F die Fläche und ε die Dielektrizitätskonstante, U_s die Spannung an der Sperrschicht und n_n die Majoritätsträgerdichte im Basismaterial (die durch die Dotierung gegeben ist). Wenn sich die Betriebsspannung ändert, wird die Kapazität im umgekehrten Sinne geändert. Der Einfluß der steuernden Wechselspannung hat dagegen keinen nennenswerten Einfluß auf die Größe von C_c , da sie im allgemeinen klein gegen die Betriebsspannung ist. Der Einfluß von U_s auf die Größe der Kapazität geht aber noch weiter. Eine Änderung von U_s bewirkt nämlich gleichzeitig eine Änderung der Basisbreite des Diffusionsdreiecks. Mit sich ändernder Größe der Dreiecksfläche ändert sich auch der Ladungsinhalt, also die Rückwirkungskapazität C_c . Die Kollektor-Basiskapazität setzt sich demgemäß aus zwei Anteilen zusammen: Aus der Kapazität der einander gegenüberstehenden Zonenbegrenzungen, der sogenannten Sperrschichtkapazität, und der Kapazität, die sich durch die Änderung des Diffusionsdreiecks ergibt.

Bei dem Mikro-Alloy-Transistor erreicht man den geforderten kleinen Abstand zwischen Emitter und Kollektor durch elektrolytisches Ätzen mit einer Indium-Sulfat-Schicht, wobei das Germanium die Anode und der Elektrolyt die Katode ist. Wenn die gewünschte Dicke der Basis-schicht erreicht ist, schlägt sich nach Umpolung (Germanium-Katode, Elektrolyt-Anode) das Indium in der geforderten Stärke nieder und wird bei niedrigen Temperaturen am Germanium aufgelegt.

Ein anderer Weg, um die Kollektorkapazität klein zu halten, besteht darin, daß man die Basis in kleinsten Abmessungen — etwa $25 \times 100 \mu$ — mit einer Dicke von 2μ aufdampft und bei tiefen Temperaturen etwa 1μ tief einlegt. Da nun die Tiefe der diffundierten Basis etwa 2 bis 3μ beträgt, ist der Abstand zwischen Emitter und Kollektor etwa 1 bis 2μ groß. Mit einem nach dieser Methode aufgebauten Transistor erreicht man sehr hohe Frequenzgrenzen. Nach der in Gl. (2) angegebenen Formel für die Kollektorkapazität erhält man mit dem Abstand (Sperrschichtweite) 1μ für 1 mm^2 Kollektorfläche eine Kapazität von etwa 140 pF. Um sehr kleine Kapazitäten zu erreichen, darf die Fläche nicht wesentlich

größer als $0,01 \text{ mm}^2$ sein ($C_0 \approx 1,5 \text{ pF}$). Die Basisschichtweite „atmet“ nun aber auch im Takte der Kollektorwechselspannung und auch bei Änderungen der Gleichspannung. Dadurch wird der Strom zwischen Emitter und Kollektor geändert und im gewissen Sinne der Querwiderstand der Basisschicht moduliert, dieser Umstand wird bei manchen Transistortypen zur Steuerung ausgenutzt.

Um eine beschleunigende Driftspannung zu erzeugen, wendet man beim Drifttransistor das Verfahren einer unterschiedlichen Dotierung n_1/n_2 im Basisraum an. Die sich einstellende Driftspannung beträgt dann $U_{Dr} = U_T \ln \left(\frac{n_1}{n_2} \right)$, wobei U_T

die Temperaturspannung ist. Man bezeichnet das Verhältnis $m = U_{Dr}/U_T$ den Driftfaktor, dessen praktisch erreichbarer Wert bei $m \approx 4$ liegt. Die Ladungsmenge ist um den Faktor $2/m$ kleiner als beim Shockley-Flächentransistor. Die Folge der starken Dotierung n_1 ist ein niedriger Basiswiderstand.

Der Stromverstärkungsfaktor α kann als annähernd konstant angesehen werden, denn bei Vergrößerung des Diffusionsdreiecks (Bild 1) steigt zwar der Kollektorstrom, aber im etwa gleichen Verhältnis die Rekombinationsfähigkeit, d. h. also der Basisstrom. Im Gegensatz dazu ist die Steilheit $S = I_E/25$ eine Funktion des Emittersstromes.

Hinsichtlich des Rauschens ist von den drei Transistor-Schaltungsarten die Emitterschaltung am günstigsten, da in dieser Schaltung eine hohe Leistungsverstärkung zu erwarten ist. Bei optimaler Dimensionierung der Schaltung ist zwar jede Schaltungsart (Basis-, Emitter- und Kollektorschaltung) hinsichtlich der erreichbaren Rauschzahl etwa gleichwertig, jedoch ist bei Emitterschaltung und beiderseitiger Leistungsanpassung die Leistungsverstärkung

$$v_{Ne} = \frac{\alpha_e}{4D}, \quad (3a)$$

wobei D die Spannungsrückwirkung des Transistors ist ($\approx 6 \cdot 10^{-4}$). Mit $\alpha_e = 60$ ergibt sich zum Beispiel eine Leistungsverstärkung $v_{Ne} = 25000 \pm 44 \text{ dB}$. In Basisschaltung würde der gleiche Transistor die Leistungsverstärkung

$$v_{Nb} = \frac{1}{4D} = 417 \pm 26,5 \text{ dB} \quad (3b)$$

besitzen und in Kollektorschaltung nur noch

$$v_{Nc} = \frac{\alpha_e}{4} = 15 \pm 11,3 \text{ dB}. \quad (3c)$$

Man wird also in Transistoreingangsschaltungen, wenn nicht noch andere Forderungen gestellt werden — zum Beispiel hoher Eingangswiderstand (Kollektorschaltung günstiger) — die Emitterschaltung wählen.

Im Gebiet des weißen Rauschens kann man die Rauschzahl einer Transistorstufe aus den Transistordaten, den dem gewählten Arbeitspunkt entsprechenden Gleichströmen und dem Innenwiderstand des Generators mit genügender Annäherung berechnen. Im Gebiet des Funkel-

rauschens ist das nicht ohne weiteres möglich. Hier ist man auf Messungen angewiesen. Bild 5 zeigt die Schaltung einer Verstärkereingangsstufe mit einem Transistor in Emitterschaltung. Der Generator besitzt den Innenleitwert G und liefert den Kurzschlußstrom I . Die Größe des Lastwiderstandes R_L und der Kollektorspannung U_{ce} beeinflussen die Rauschzahl nur in geringem Maße, so daß deren Werte für die Rechnung nicht benötigt

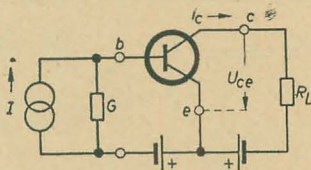


Bild 5: Verstärkereingangsstufe in Emitterschaltung

werden (im allgemeinen $R_L \approx 10 \dots 50 \text{ k}\Omega$ und $-U_{ce} \approx 1 \text{ V}$). Das Rauschen eines Vierpols wird durch vier reelle Rauschkennwerte vollständig beschrieben. Dazu gehören der äquivalente Rauschwiderstand R_a , der äquivalente Rauschleitwert G_a und der Korrelationsleitwert Y_{cor} ($= G_{cor} + jg_{cor}$). Im NF-Bereich ($f \leq 20 \text{ kHz}$) kann man vereinfachend setzen

$$g_{cor} \approx 0, \\ G_{cor} \approx G_a.$$

Dadurch verringert sich im NF-Bereich die erforderliche Zahl der Rauschkennwerte von vier auf zwei.

Die zusätzliche Rauschzahl F_z , die mit der Rauschzahl F durch die Beziehung

$$F_z = F - 1$$

verknüpft ist, läßt sich nun einfach aus dem Innenleitwert G des Generators, dem äquivalenten Rauschwiderstand R_a und dem äquivalenten Rauschleitwert G_a berechnen, es folgt:

$$F_z = \frac{G_a}{G} + \frac{R_a}{G} (G + G_a)^2. \quad (4)$$

Für einen optimalen Generatorinnenleitwert von

$$G_{opt} = \sqrt{\frac{G_a}{R_a} (1 + R_a G_a)}, \quad (5)$$

besitzt F_z ein Minimum mit dem Wert:

$$F_{z(min)} = 2 [R_a G_a + \sqrt{R_a G_a (1 + R_a G_a)}]. \quad (6)$$

Man paßt also den Transistor in Emitterschaltung an den Generator mit dem reellen Innenleitwert G_{opt} an und erhält dann die geringste Rauschzahl für die Eingangsstufe. In praktischen Fällen liegt $F_{z(min)}$ bei 1,3 und damit die Rauschzahl F bei 2,3 entsprechend 3,6 dB.

(Nach Firmenunterlagen)

Diskussionsbeitrag

In dem Beitrag „Zum technischen Stand der Fernsehkanalwähler“ in radio und fernsehen 12 (1959) S. 363ff. wird als Bild-ZF für einen standardisierten TV-Kanalwähler 39,4 MHz vorgeschlagen, die vom international empfohlenen Wert von 38,9 MHz (der inzwischen auch bei allen DDR-Fabrikaten benutzt wird) abweicht. Eine wesentliche Voraussetzung für die Festlegung einer Zwischenfrequenz ist die Gewährleistung weitgehender Störfreiheit des eigenen Empfangs und der benachbarten Empfänger. Dabei ergeben sich folgende Zusammenhänge:

Störungen im eigenen Empfänger sind u. a. möglich durch Harmonische der ZF, Störungen benachbarter Empfänger durch abgestrahlte Harmonische der ZF sowie des TV-Oszillators, soweit natürlich die frequenzmäßigen Voraussetzungen (vor allem in Grenzgebieten zwischen zwei Versorgungsbereichen) dazu gegeben sind. Will man nicht zu übermäßig hohen Zwischenfrequenzen greifen ($> 48 \text{ MHz}$), so läßt sich nicht vermeiden, daß z. B. die Oszillatorgrundfrequenz beim Empfang der unteren Kanäle des UKW-Bereiches III noch in den Empfangsbereich fällt. Man wird deshalb die Oszillatorfrequenz so wählen, daß der Störträger im betroffenen Kanal möglichst weit über der Bildträgerfrequenz, also an Stellen geringeren visuellen Störeindrucks, einfällt. Dabei muß jedoch auf den nachfolgenden Kanal Rücksicht genommen werden, der zudem nur eine endliche Nachbarkanalselektion hat. Daraus ergibt sich im gewünschten Bereich z. B. eine Bildträger-zwischenfrequenz von etwa 38,5...40 MHz. Berücksichtigt man außerdem die in den Empfangsbereich fallenden Oberwellen der ZF, für die die gleichen Gesichtspunkte gelten, so wird leicht ersichtlich, daß eine Bild-ZF von 38,9 MHz optimalen Bedingungen genügt. Als Beispiel dazu soll die folgende Gegenüberstellung

der hauptsächlichsten Störmöglichkeiten bei Verwendung der Zwischenfrequenzen 38,9 und 39,4 MHz dienen:

Bild-ZF f_{ZB} :	38,9 MHz	39,4 MHz
Ton-ZF f_{ZT} :	33,4 MHz	33,9 MHz

Oszillatorstörungen

eingestellter Bereich:	I	III	I	III
Störfrequenz:	$2f_0$	f_0	$2f_0$	f_0
gestörter Bereich:	III	III	III	III
$f_{st} = f_{BT}$ in MHz:	-0,95	+3,9	+0,05	+4,4
$f_{st} - f_{NBT}$ in MHz:	-3,1		-2,6	

ZF-Störungen

$5f_{ZB}$ in MHz	194,5	197
$f_{st} - f_{BT}$ in MHz K7:	+ 5,25	
K8:	- 1,75	+ 0,75
$6f_{ZT}$ in MHz	200,4	203,4
$f_{st} - f_{BT}$ in MHz K8:	+ 4,15	
K9:	- 2,85	+ 0,15

Erklärung: f_{st} = Störfrequenz; f_{BT} = Bildträgerfrequenz; f_{NBT} = (oberer) Nachbarbildträger.

Es zeigt sich, daß der ZF von 38,9 MHz der Vorzug gegeben werden muß, bei 39,4 MHz sind z. B. Störungen des eigenen Empfangs in den Kanälen 8 und 9 durch ZF-Harmonische zu erwarten.

Allgemein kann gesagt werden, daß bei Abweichungen von der empfohlenen Bild-ZF von 38,9 MHz an die Empfänger schärfere Bedingungen in bezug auf die zulässige Störstrahlung und geforderte Störfestigkeit gestellt werden müssen (s. a. „Vorschriften und Leitsätze der Funkstörmeßtechnik und Entstörbestimmungen für die Herstellung funktstörender Erzeugnisse“ der Deutschen Post).

Betriebslaboratorium für
Rundfunk und Fernsehen

Der Mittelwert der Gleichspannung (bei sinusförmigem Verlauf der Wechselspannung) beträgt:

bei Einphasenstrom $0,318 U_{\max}$,
 bei Zweiphasenstrom $0,636 U_{\max}$,
 bei Dreiphasenstrom $0,830 U_{\max}$,
 bei Sechsphasenstrom $0,955 U_{\max}$.

Wechselrichter

Wechselrichter dienen zur Umwandlung eines Gleichstromes in einen Wechselstrom. Es gibt hierfür verschiedene Methoden. Man benutzt mechanische Umformer, Zerkacker, rotierende Umformer, Motorgeneratoren und elektronische Umformer. Elektronische Wechselrichter haben den Vorteil, daß keine mechanischen Teile bewegt werden brauchen. Diese Aufgabe übernehmen Röhren oder Thyratrons. Bild 43 zeigt eine grundsätzliche Schaltung eines Wechselrichters. Die zwei verwendeten Thyratrons erhalten eine negative Gittervorspannung. Die Steuerimpulse zum Zünden werden durch Impulstransformatoren auf das Gitter gegeben. Die Impulse werden zeitlich so gesteuert, daß immer ein Thyatron zünden kann, wenn das andere gelöscht wird. Die Löschung übernimmt ein Kondensator. Wenn das erste Thyatron gezündet hat, entsteht eine Spannung auf der Primär- und Sekundärseite des Ausgangstransformators. Der Kondensator C liegt parallel zur Primärwicklung und lädt sich entsprechend der Polarität auf. Zündet jetzt die zweite Röhre, dann ist der Kondensator so aufgeladen, daß die Anode des ersten Thyratrons kurzzeitig negativ wird, weil der Kondensator sich entlädt und entgegengesetzt aufgeladen wird. Alle Schaltungen von Wechselrichtern arbeiten auf einem ähnlichen Prinzip. Das jeweilige Löschen des einen Thyratrons kann auch eine Drossel übernehmen. Mit Hilfe von Wechselrichtern ist es auch möglich, aus Gleichstrom mehrphasigen Wechselstrom zu erzeugen. Die obere Grenze der Frequenz bei Verwendung von Thyratrons wird durch die Entionisierungszeit bestimmt.

Elektronische Zeitschaltungen

Für viele Vorgänge in elektronischen Schaltungen und Geräten werden Zeitschalter benötigt. Sie haben die Aufgabe, bestimmte Schaltvorgänge zu verzögern, zu vorher festgelegten Zeiten einzuleiten oder automatisch fortlaufend bzw. auf bestimmte Kommandos Zeitabschnitte zu begrenzen. Zeitschalter werden unter anderem zur Überbrückung der Anheizzeit bei Thyratrons verwendet, d. h. erst nach der Anheizzeit wird die Anodenspannung durch den Zeitschalter an die Anoden gelegt. Ferner werden Zeitschalter für Widerstandsschweißmaschinen, in fotografischen Ateliers, für selbsttätige Stern-Dreieckschaltungen, für Drehstrommotoren und für viele andere Regel- und Steueranlagen verwendet. Die Ausführ-

ungen der Zeitschalter bzw. Zeitgeber können verschieden sein. In vielen Fällen werden Elektronenröhren und Glimmröhren benutzt, sowie andere gasgefüllte Röhren. Jeder Schaltung liegt fast immer die Auf- oder Entladung eines Kondensators zugrunde. Ein Kondensator wird über einen Widerstand aufgeladen oder entladen. Die Zeit, die er dazu benötigt, wird für die Begrenzung eines Zeitabschnittes ausgenutzt. Diese RC-Schaltungen können allein oder in Verbindung mit Vakuum- oder gasgefüllten Röhren eingesetzt werden. Für Zeitabschnitte, die zwischen 0,01 und 1 Sekunde liegen, nimmt man in den meisten Fällen RC-Schaltungen in Verbindung mit Röhren. Durch diese Anordnungen können Relais betätigt werden. Die Auf- und Entladung eines Kondensators geht nach einer e-Funktion vor sich. Die dazu benötigte Zeit, um sich auf den e-ten Teil aufzuladen oder zu entladen, wird als Zeitkonstante (τ spricht tau) bezeichnet. τ ist das Produkt aus $R \cdot C$ und wird in Sekunden gemessen, da

$$R = \frac{V}{A} \text{ und } C = \frac{As}{V} \text{ sind.}$$

Eingesetzt ergibt das:

$$\tau = \frac{V}{A} \cdot \frac{As}{V} = s.$$

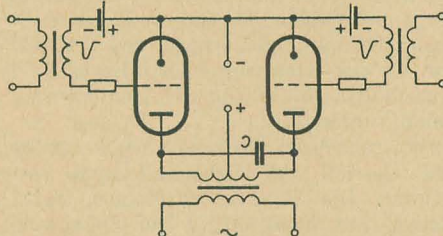


Bild 43: Grundschriftung eines Wechselrichters

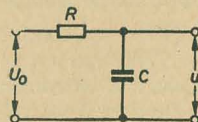


Bild 44: RC-Schaltung

An eine RC-Kombination (Bild 44) wird die Eingangsspannung U_0 gelegt. Wenn der Kondensator sich auf diese Spannung U_0 aufladen sollte, müßte die Aufladung mit einer gleichmäßigen Geschwindigkeit stattfinden. Das ist aber nicht der Fall. Durch den Unterschied zwischen der am Eingang herrschenden Spannung U_0 und der jeweiligen Kondensatorspannung ergibt es sich, daß sich die Geschwindigkeit der Aufladung laufend verringert. Nach der Zeit, die durch die Zeitkonstante gegeben wird, ist nur ein gewisser Prozentsatz der Spannung U_0 erreicht. In der Praxis wird der Wert U_0 nie ganz erreicht, weil der Kondensator einen ganz geringen Strom fließen läßt. Die Kurve würde bei der Aufladung so aussehen, daß sich die Spannung am Kondensator dem Wert U_0

fast angleicht und dann bestehen bleibt. Der Augenblickswert u ist bei der Aufladung:

$$u = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right),$$

bei der Entladung:

$$u = U_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}},$$

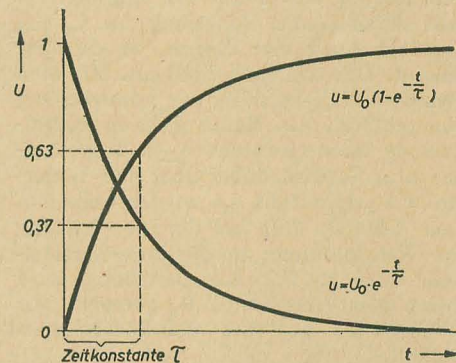


Bild 45: Zeitlicher Verlauf der Spannung beim Auf- und Entladen des Kondensators

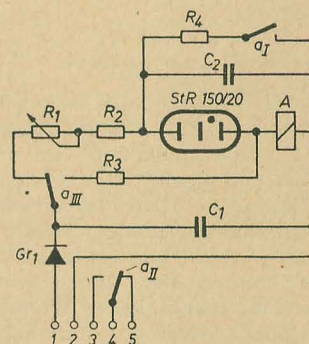


Bild 46: Schaltung des Zeitschalters Rt 1 (VEB Intron)

u zur Zeit τ entspricht dem Produkt $U_0 \cdot 0,63$. Dieser Wert wird bei der Aufladung erreicht.

Nehmen wir an $t = \tau$, also zur Zeit $t = R \cdot C$, so lautet die Gleichung

$$u = U_0 (1 - e^{-1}), \text{ oder}$$

$$u = U_0 \left(1 - \frac{1}{e}\right).$$

Da e ein bekannter Wert ist, läßt sich der Momentanwert u berechnen. Er ist

$$u = U_0 \left(1 - \frac{1}{2,718}\right) \text{ oder } u \approx U_0 \cdot 0,63$$

Im Bild 45 ist der exponentielle Spannungsverlauf für die Auf- und Entladung dargestellt.

Betrachten wir nun einige Zeitschaltungen, wie sie für Zeitschalter vom VEB-Intron, Werk für industrielle Elektronik, hergestellt wurden. Bild 46 zeigt den Zeitschalter Rt 1. An die Klemmen 1 und 2 des Zeitschalters wird die Netzspannung angelegt. Der Gleichrichter Gr_1 richtet die Spannung gleich und lädt über den

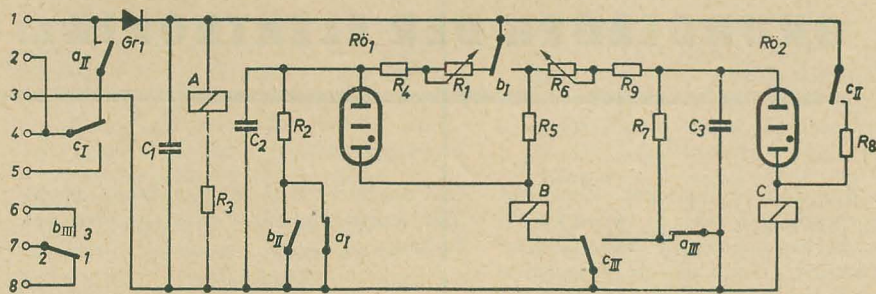


Bild 47: Schaltung des Zeitschalters Rt 2 (VEB Intron)

veränderlichen Widerstand R_1 den Kondensator C_2 auf. Nach der eingestellten Zeit erreicht die Spannung an C_2 die Zündspannung der Röhre, so daß sie zündet. Das A-Relais zieht an. Mit dem Relais wird gleichzeitig der Ladevorgang abgeschaltet, das Relais geht in Selbsthaltung über (Kontakt a_{III}). Der Kondensator C_2 wird dabei über den Widerstand R_4 (Kontakt a_I) wieder entladen. Das A-Relais fällt bei der Abschaltung der Netzspannung in die Ausgangsstellung zurück. Die Zeiteinstellung wird durch den Widerstand R_1 geregelt. Als Röhre wird hier die StR 150/20 verwendet.

Bild 47 zeigt einen Zeitschalter, der in zwei verschiedenen Schaltungsarten betrieben werden kann. Der Zeitschalter hat zwei Zeitstufen.

1. Dauerspannungsbetrieb

Für diese Betriebsart muß zwischen die Klemmen 1 und 2 eine Verbindung gelegt werden. Die Netzspannung wird an die Klemmen 2 und 3 gelegt. Der Gleichrichter Gr_1 richtet die Spannung gleich und läßt das A-Relais anziehen. Beide Zeitstufen sind jetzt betriebsbereit und arbeiten nacheinander. Der Kondensator C_2 wird über den veränderlichen Widerstand R_1 aufgeladen. Nach der Zündung der Röhre durch C_2 zieht das B-Relais an. Der b_I -Kontakt schaltet den Ladevorgang ab, das Relais geht in Selbsthaltung über. C_2 entlädt sich über den b_{II} -Kontakt. Durch das B-Relais wird die zweite Stufe gleichzeitig miteingeschaltet. C_3 wird über R_6 aufgeladen bis die Röhre 2 zündet und das C-Relais anziehen kann. Dieses schaltet jetzt das B-Relais über den c_{III} -Kontakt wieder ab. Die Klemmen 6 und 7 sowie 8 führen einen Umschaltkontakt (b_{III}) nach außen. Dieser Umschaltkontakt wird nach den eingestellten Zeiten geschaltet. Die Klemmen 4 und 5 führen weiterhin einen Hilfskontakt (c_I) nach außen.

2. Impulsbetrieb

An die Klemmen 2 und 3 wird die Netzspannung angeschlossen und mit dem den Zeitschalter betätigenden Kontakt Klemme 2 und 1 kurzzeitig verbunden. Die Impulsgebe muß mindestens 30 ms betragen. Die Impulse lösen den gleichen Schaltvorgang wie bereits beschrieben aus. Wenn das C-Relais anzieht, fällt der Zeitschalter in seinen Ausgangszustand zurück. Zu dem Zeitschalter Rt 2 werden zwei Röhren vom Typ StR 150/20 verwendet.

Benötigt man einen Zeitschalter für mehrere Zeiten, dann ist es möglich, weitere Stufen anzuschließen.

Der Zeitschalter Rt 5 (Bild 48) verwendet eine Elektronenröhre vom Typ DL 192. Die Betriebsspannung beträgt 60 V und wird an die Klemmen 1 und 2 angeschlossen. Das B-Relais zieht durch eine Kurzschlußwicklung etwas verzögert an, wobei der Kondensator C_1 über den Widerstand

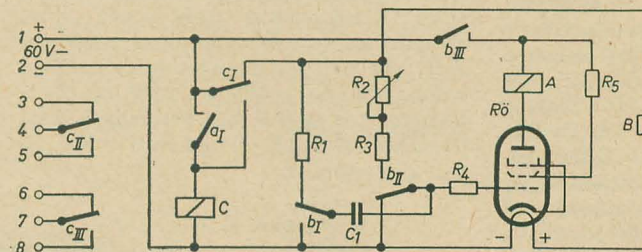


Bild 48: Schaltung des Zeitschalters Rt 5 (VEB Intron)

R_2 umgeladen wird. Nach einer einzustellenden Zeit durch R_2 erreicht der Kondensator eine Spannung, die in der Röhre einen Anodenstrom fließen läßt. Das in der Anodenleitung liegende A-Relais zieht an und schaltet gleichzeitig das C-Relais ein. An den Klemmen 3 bis 8 liegen zwei Umschaltkontakte für die gewünschten Schaltvorgänge.

Thyratronröhren werden ebenfalls oft für den Betrieb von Zeitschaltungen verwendet. Die Thyatronen steuern dabei Relais, mit deren Hilfe die Schaltvorgänge ausgeführt werden.

Elektronische Relais

Mit Hilfe von elektronischen Relais kann man Vorgänge mit ganz geringer Leistung auslösen. Elektronische Relais finden Anwendung in Kontroll-, Warn- und Signalanlagen sowie zur Steuerung von zahlreichen Schaltvorgängen. Viele Relais arbeiten in Verbindung mit Fotozellen. Derartige Schaltungen reagieren auf das Einfallen oder Unterbrechen von Lichtstrahlen auf die Fotozellen.

Betrachten wir das Prinzip eines Dämmerungsschalters. Dieser hat die Aufgabe, eine Beleuchtung bei eintretender Dunkelheit einzuschalten oder bei eintretender Helligkeit abzuschalten. Das kann am einfachsten mit einer Fotozelle erreicht werden. Bild 49 zeigt das Prinzip eines Dämmerungsschalters. Treffen auf die Fotozelle Lichtstrahlen, dann beginnt ein Strom zu fließen. Der Spannungsabfall an R_1 wird dem Gitter einer Röhre zugeführt. Das Gitter erhält also eine positive Spannung, die der negativen Gittervorspannung

entgegenwirkt. Bei einer genügend großen positiven Spannung beginnt in der Röhre ein Anodenstrom zu fließen, und das in der Kathodenleitung liegende Relais wird angezogen. Das Relais schaltet anschließend die entsprechende Beleuchtung über einen größeren Schaltschutz aus.

Wird ein Thyatron anstelle der Elektronenröhre benutzt, dann muß die Netzspannung eine Wechselspannung sein, damit das Löschen der Röhre garantiert ist, ohne besondere Schaltungsmittel zu verwenden. Bild 50 zeigt eine derartige Schaltung. Der Transformator Tr_1 liefert sekundärseitig die erforderlichen Spannungen für die Fotozelle, das Gitter und die Anode. Über den Gleichrichter Gr_1 gelangt die Spannung zur Fotozelle. Die Sperrspannung — die Spannung, die die Röhre sperrt — oder die negative Gittervorspannung wird über den Gleichrichter Gr_2 erzeugt und durch den Kondensator C_1 auf einen annähernd gleichen Wert gehalten. Tritt nun infolge eines Strom-

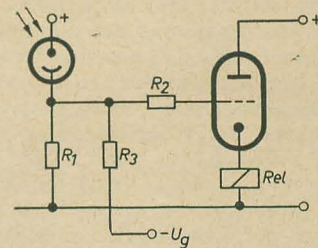


Bild 49: Grundsaltung eines Dämmerungsschalters

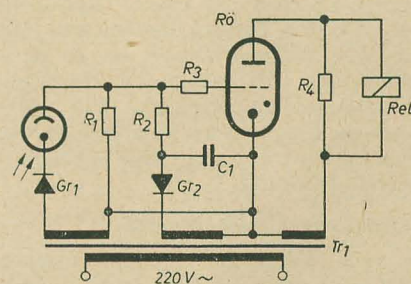


Bild 50: Dämmerungsschalter mit einem Thyatron

flusses durch die Fotozelle ein Spannungsabfall am Widerstand R_1 auf, so wird diese Spannung der negativen Gittervorspannung entgegengesetzt. Diese Spannung ist so groß, daß nur geringe Helligkeitsschwankungen kein Schalten zur Folge haben. Erst bei einem bestimmten Wert (der bei entsprechendem Helligkeitsgrad erreicht wird), um den die negative Gittervorspannung verringert wird, zündet die Röhre. An der Anode liegt eine Wechselspannung.

Wird fortgesetzt

Ein Transistor-Beta-Gamma-Radiometer

Die Anwendung der in der Sowjetunion in Großserie produzierten Transistoren betrifft vor allem tragbare und stromsparende elektronische Geräte. Die große Lebensdauer und der kleine Leistungsverbrauch der Transistoren ermöglicht völlig neue Konstruktionen.

Das im folgenden beschriebene tragbare Beta-Gamma-Radiometer des Typs PB-1-55 ist für Laboratoriums- und Industriezwecke als Strahlungsmeß- und Warngerät entwickelt worden. Der Meßbereich beträgt 50 bis 10000 Imp. pro Sekunde und kann durch Parallelschalten von Widerständen zum Anzeigeinstrument nach Wunsch verändert werden. Die Meßgenauigkeit beträgt etwa 15%. Zur Stromversorgung des Gerätes dienen zwei 26-V-Batterien, die einen Betrieb von 20 Stunden ermöglichen. Die den Batterien entnommene Leistung beträgt 500 mW, das Gewicht des Gerätes 2,5 kp. Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des Gerätes. Die von dem Halogenzählrohr CTC-6 kommenden Impulse triggern einen Univibrator, der „standardisierte“, d. h. in Amplitude und Länge genau festgelegte Impulse abgibt. Man erreicht so stets gleiche Ladungsmenge pro Impuls, was für die nachfolgende Integrationsstufe erforderlich ist. Die Impulse des Univibrators werden einstufig verstärkt und einem Transistor in Kollektorschaltung als Impedanzwandler zugeführt. Die Frequenz der Impulse wird durch Integration an einer Kapazität gemessen und mittels Mikroamperemeter angezeigt.

Eine akustische Strahlungswarnung ist durch Anschalten eines Kopfhörers möglich. Die Hochspannung für das Zählrohr wird durch einen Transverter erzeugt. Das Eichen des Gerätes erfolgt für Betastrahlen in „Imp/s“ und für Gammastrahlen in mr/h.

Bild 2 zeigt die Schaltung des Gerätes. T_2 ist im Ruhezustand des Univibrators gesperrt, da an seinem Emitter eine negative Spannung über R_5 - R_6 liegt. Über C_4 wird der erzeugte Rechteckimpuls abgenommen und dem in Emitterschaltung arbeitenden Verstärker T_3 zugeführt. Die Diode D_1 dient zur Impulsformverbesserung. Da die Integrationsschaltung niederohmig ist, muß zur Anpassung ein Impedanzwandler zwischengeschaltet werden. Er wird von dem in Kollektorschaltung arbeitenden Transistor T_4 gebildet. Die Hochspannung für das Zählrohr wird in einem etwas ungewöhnlich geschalteten Transverter erzeugt. T_5 und T_6 bilden nämlich einen Multivibrator, der mit einer Frequenz von 10 bis 15 kHz Rechteckimpulse erzeugt. Die im Kollektorkreis von T_6 auftretenden negativen Impulse werden der Basis der Leistungsstufe T_7 zugeführt. Im Kollektorkreis der Lei-

stungsstufe liegt ein Spartransformator, der die Spannung der Rechteckimpulse auf etwa 200 V hochtransformiert. Mittels Selengleichrichtern in Spannungsverdopplerschaltung wird die Impulshochspannung gleichgerichtet. Eine Regelung der Hochspannung in gewissen Grenzen ist mittels R_{15} möglich. Man stellt hiermit die Plateauspannung des jeweils verwendeten Zählrohrs ein.

Damit auch die Aktivität in Flüssigkeiten gemessen werden kann, ist der Aufbau des

Gerätes so durchgeführt worden, daß das Zählrohr am Ende einer etwa 30 cm langen Metallröhre angeordnet ist. Ein Aluminiumzylinder mit etwa 3 mm Wandstärke zur Dämpfung der Betastrahlen kann über den Zählrohrkopf geschoben werden, wenn nur die Gammastrahlung gemessen werden soll.

Fischer

Nach einer Arbeit von S. I. Worobjew im Sammelband „Anwendung von Halbleitergeräten“ Teil 3, Moskau 1958. Verlag Sowjetskoje Radio

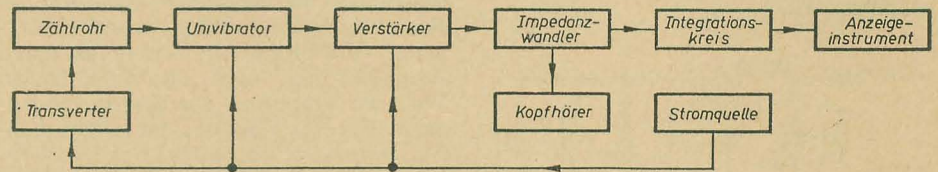


Bild 1: Blockschaltbild des Strahlungszählers

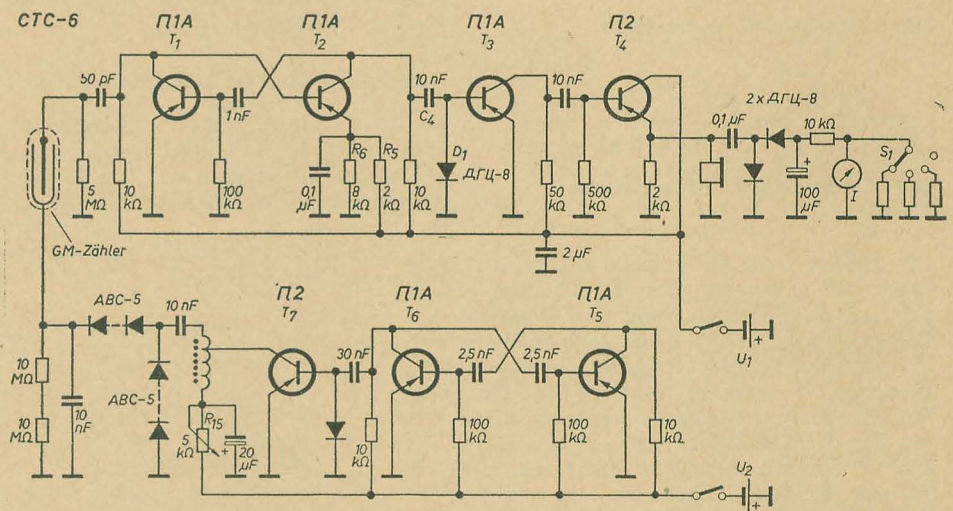


Bild 2: Schaltbild des Beta-Gamma-Radiometers

NEUE STANDARDS

Rechtsverbindlich erklärte Standards verkündet im Gesetzblatt der DDR Teil II Nr. 2, Ausgabetag 19. 1. 1959

Art	Nummer	Ausgabe	Gruppe	Titel des Standards	Ablauf der Einführungsfrist	Registernummer	Bezugsnachweis
1	2	3	4	5	6	7	8
DK 621.315.5				Elektrische Leiter			
TGL	5180	10.58	363	Stahlkupferdraht	31. 3. 59	5180	
DK 621.315.61				Isolierstoffe			
TGL	5427	9.58	360	Keramische Werkstücke der Elektrotechnik; Oberflächen, unglasiert, glasiert, Beschaffenheit	31. 3. 59	5427	

Frequenzmessung von Rechteckimpulsen

In der Nachrichtentechnik besteht oft die Notwendigkeit, Frequenzen von Rechteckimpulsen zu messen. Der nachfolgende Beitrag behandelt eine derartige Frequenzmessung, die einem Überwachungszweck dienen soll. Die im Bild 1 dargestellte Meßschaltung gestattet die Kontrolle bestimmter Frequenzen, wie sie z. B. in der Telegrafie, der Fernsteuerung, der Fernmessung oder bei Schrittgeschwindigkeitsmessungen an Motorwählern vorkommen.

Meßschaltung

Der Meßmethode liegt die allgemein bekannte Tatsache zugrunde, daß sich ein Rechteckimpuls aus dem Gleichstromanteil, der Grundwelle und den dazugehörigen Harmonischen (Oberwellen) zusammensetzt.

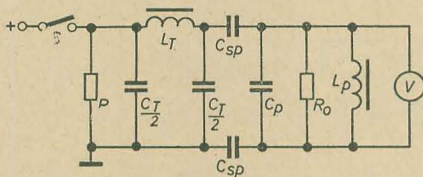


Bild 1: Schaltbild des Meßaufbaus

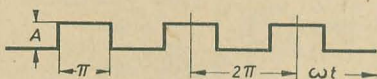


Bild 2: Symmetrische Rechteckimpulse

Die Frequenz der Grundwelle entspricht dabei der Frequenz der Rechteckimpulse, d. h., durch Messung der Grundwellenfrequenz erhält man zugleich die Frequenz der Rechteckimpulse. Um diese Frequenz zu messen, muß daher die Grundwelle vom Gleichstromanteil sowie von den Harmonischen getrennt werden. Diese Trennung geschieht durch einen Tiefpaß. In dieser Schaltung werden die Rechteckimpulse an den Tiefpaß gelegt, der eingangsseitig mit einem reellen Widerstand abgeschlossen ist. Der Gleichstromanteil wird hierbei durch die Kondensatoren C_{sp} gesperrt. Die herausgesiebte Grundwelle wird an einen Parallelresonanzkreis gelegt, der so dimensioniert ist, daß das Frequenzband der Rechteckimpulse auf der Flanke der Resonanzkurve liegt. Damit liegen auch entsprechende Frequenzen verschiedener Spannungen am Parallelresonanzkreis, die durch einen Spannungsmesser gemessen werden. Wird dieser Spannungsmesser in Hz geeicht, so kann die zu messende Frequenz sofort abgelesen werden. Die nachfolgenden Berechnungen beziehen sich auf Rechteckimpulse, bei denen die Impulslängen und die Impulspausen zeitlich übereinstimmen.

Zerlegung der Rechteckimpulse

Die Fourierreihe für die im Bild 2 dargestellten Rechteckimpulse lautet:

$$f(\omega t) = \frac{2A}{\pi} \left[\frac{\pi}{4} + \sin \frac{\pi}{2} \cdot \cos \omega t + \frac{\sin \pi}{2} \cdot \cos 2\omega t + \frac{\sin \frac{3}{2}\pi}{3} \cdot \cos 3\omega t + \dots \right] \quad (1)$$

oder vereinfacht:

$$f(\omega t) = \frac{A}{2} + \frac{2A}{\pi} \cdot \cos \omega t - \frac{2A}{3\pi} \cdot \cos 3\omega t + \dots$$

Die letzte Reihe sagt aus, daß ein Gleichstromanteil mit der halben Amplitude des Rechteckimpulses vorhanden ist. Außerdem ist die Grundwelle vorhanden, deren Amplitude nur noch den 0,637-fachen Wert der Amplitude des Rechteckimpulses besitzt. Die Frequenz der zu dämpfenden Harmonischen beträgt das Dreifache (3ω) der Frequenz der Grundwelle (Frequenz der Rechteckimpulse) und die Amplitude hat nur noch den 0,212-fachen Wert der Bezugsamplitude.

Berechnung des Parallelresonanzkreises

Zur Berechnung des Parallelresonanzkreises ist die Resonanzfrequenz f_0 gegeben, und als bekannt wird r_L (der Verlustwiderstand der Induktivität L_P) und C_P angenommen. Die Induktivität errechnet sich aus der bekannten Schwingformel

$$L_P = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot C_P} \quad (2)$$

Die Güte des Gesamtkreises ist:

$$Q = \frac{Q_L \cdot Q_C}{Q_L + Q_C} = \frac{Q_L}{1 + \frac{Q_L}{Q_C}}$$

In den meisten Fällen ist

$$Q_L \ll Q_C$$

Damit wird

$$Q \approx Q_L \quad \text{und} \quad Q_L = \frac{\omega \cdot L_P}{r_L}$$

Aus Kreisgüte, Kapazität und Induktivität wird der Resonanzzeitwert des Kreises ermittelt:

$$G_0 = \frac{1}{Q_L} \sqrt{\frac{C_P}{L_P}} \quad (3)$$

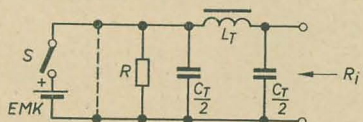


Bild 3: Zusätzlicher Dämpfungswiderstand des Parallelschwingkreises

Der Resonanzwiderstand ist der Kehrwert des Resonanzzeitwertes

$$R_0 = \frac{1}{G_0} = Q_L \sqrt{\frac{L_P}{C_P}} = \frac{\omega L_P}{r_L} \sqrt{\frac{L_P}{C_P}} \quad (4)$$

Damit sind die interessierenden Größen des Parallelresonanzkreises bestimmt.

Berechnung des Tiefpasses

Der Parallelresonanzkreis wird durch einen frequenzabhängigen Widerstand bedämpft. Schließt man das Filter mit in die Spannungsquelle ein, so ergibt sich für die Spannungsquelle des Parallelresonanzkreises ein innerer Widerstand (Bild 3).

Für die zu behandelnde Schaltung wird der innere Widerstand der Spannungsquelle als vernachlässigbar klein (Batterie) angenommen. Besitzt die Spannungsquelle einen großen inneren Widerstand, so muß eine andere Rechenoperation durchgeführt werden. Auf diese Entwicklung wird hier nicht näher eingegangen. Nach Kurzschließen der Spannungsquelle ergibt sich folgender Innenwiderstand R_i' :

$$R_i' = \frac{\frac{2}{j\omega C_T} \cdot j\omega L_T}{j\left(\omega L_T - \frac{2}{\omega C_T}\right)} = \frac{2 \frac{L_T}{C_T}}{j\left(\omega L_T - \frac{2}{\omega C_T}\right)}$$

Die Gleichung wird im Zähler und Nenner mit $\frac{C_T}{2 L_T}$ multipliziert. Damit ergibt sich

$$R_i' = \frac{1}{j\left(\omega \frac{C_T}{2} - \frac{1}{\omega L_T}\right)} \quad (5)$$

Es muß jetzt festgestellt werden, wann der Innenwiderstand R_i' sein Maximum erreicht. Diese Feststellung ist wichtig, um Höckerkurven der Spannung am Resonanzkreis zu verhindern. Da R_i' ein Parallelkreis aus L und C ist, liegt seine Resonanzfrequenz bei

$$f_H = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_T \cdot \frac{C_T}{2}}}, \quad \omega_H = \frac{1}{\sqrt{L_T \cdot \frac{C_T}{2}}} \quad (6)$$

Bei dieser Frequenz würde ein Höcker auftreten.

Die Bemessungsformeln für den Tiefpaß sind

$$L_T = \frac{2 \cdot Z_0}{\omega_g} \quad (7)$$

und

$$\frac{C_T}{2} = \frac{1}{Z_0 \cdot \omega_g} \quad (8)$$

Hierin bedeuten ω_g das 2π -fache der Grenzfrequenz und Z_0 der Nennwert des Wellenwiderstandes vom Tiefpaß. Der Verlustwiderstand von L_T soll so klein gehalten werden, daß er zu vernachlässigen ist.

Mit diesen Werten und der Gleichung (6) ist es möglich, den Abstand zwischen Grenzfrequenz und Höckerfrequenz zu bestimmen. Die Bestimmungsgrößen von L_T und $C_T/2$ werden in die Gleichung (6) eingesetzt und ergeben:

$$\omega_H = \frac{1}{\sqrt{\frac{2 \cdot Z_0}{\omega_g \cdot Z_0 \cdot \omega_g}}},$$

$$\omega_H = \omega_g \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \text{und} \quad f_H = f_g \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Man erkennt, daß die Höckerfrequenz unter der Grenzfrequenz liegt. Um einen stetigen Verlauf der Spannungskurve zu erreichen, muß die Höckerfrequenz mit der Resonanzfrequenz des Parallelkreises übereinstimmen. Das bedeutet, daß

$$f_g = \sqrt{2} \cdot f_H \quad (9)$$

ist und f_H mit der höchst zu messenden Frequenz gleichzusetzen ist.

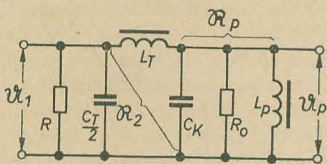


Bild 4: Darstellung der Teilwiderstände der Meßschaltung

Berechnung der Spannung am Parallelresonanzkreis

Um die Spannung U_P zu ermitteln, ist zunächst der im Bild 4 dargestellte Widerstand R_2 wie folgt zu berechnen:

$$R_2 = j \omega L_T + \frac{1}{\frac{1}{R_0} + j \left(\omega C_K - \frac{1}{\omega L_P} \right)} \quad (10)$$

In der Gleichung (10) bedeutet $C_K = C_T/2 \parallel C_P$. Der Strom I_2 ergibt sich aus der Division der angelegten Spannung U_1 und dem Widerstand R_2 .

$$I_2 = \frac{U_1}{R_2} = \frac{U_1}{j \omega L_T + \frac{1}{\frac{1}{R_0} + j \left(\omega C_K - \frac{1}{\omega L_P} \right)}}$$

Multipliziert man den Strom I_2 mit dem Widerstand des Parallelkreises R_P , in dem auch die Kapazität $C_T/2$ enthalten ist, so erhält man die Spannung U_P .

$$U_P = \frac{U_1}{j \omega L_T + \frac{1}{\frac{1}{R_0} + j \left(\omega C_K - \frac{1}{\omega L_P} \right)}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_0} + j \left(\omega C_K - \frac{1}{\omega L_P} \right)}$$

Durch Vereinfachung erhält man

$$U_P = \frac{U_1}{1 - \omega^2 L_T C_K + \frac{L_T}{L_P} + j \frac{\omega L_T}{R_0}} \quad (11)$$

Der zu messende Betrag ist dann

$$|U_P| = \frac{U_1}{\sqrt{\left(1 - \omega^2 L_T C_K + \frac{L_T}{L_P} \right)^2 + \left(\frac{\omega L_T}{R_0} \right)^2}} \quad (12)$$

Mit der Gleichung (12) ist es möglich und notwendig, sich Gedanken über die Dimensionierung einzelner Schaltelemente zu machen. Dies ist in der Hauptsache bei tiefen Frequenzen ($f < 100$ Hz) zu berücksichtigen. Läßt man die gesamte Schaltung in Spannungsresonanz arbeiten, so daß $|U_P| > U_1$ ist, erhält man einen größeren Spannungssprung zwischen den einzelnen Frequenzen. Damit wäre die erzielte Spannungsresonanz meßtechnisch von Vorteil.

Wir betrachten zunächst den Ausdruck $A = \omega^2 L_T C_K$ aus Gleichung (12). Darin bedeutet C_K wie bereits erwähnt

$$C_K = \frac{C_T}{2} \parallel C_P,$$

daraus folgt:

$$A = \omega^2 \left(\frac{L_T \cdot C_T}{2} + L_T \cdot C_P \right) \quad (13)$$

Aus den Gleichungen (7) und (8) erhält man

$$Z_0 = \frac{L_T \cdot \omega_g}{2} = \frac{2}{\omega_g \cdot C_T},$$

und damit

$$\frac{L_T \cdot C_T}{2} = \frac{2}{\omega_g^2} \quad (14)$$

Statt mit ω_g muß nun mit ω_H gerechnet werden, und

$$\omega_g = \omega_H \cdot \sqrt{2}.$$

Nach Einsetzen in die Gleichung (14) wird

$$\frac{L_T \cdot C_T}{2} = \frac{1}{\omega_H^2}.$$

Dieser Ausdruck wird in der Gleichung (13) berücksichtigt.

$$A = \frac{\omega^2}{\omega_H^2} + \omega^2 L_T \cdot C_P.$$

Der Faktor $\frac{\omega^2}{\omega_H^2}$ wird bei Erreichen der Höckerfrequenz gleich Eins, und damit ändert sich die Gleichung (12) zu

$$|U_P| = \frac{U_1}{\sqrt{\left(1 - 1 - \omega_H^2 L_T \cdot C_P + \frac{L_T}{L_P} \right)^2 + \left(\frac{\omega_H \cdot L_T}{R_0} \right)^2}}$$

Um eine gute Spannungsresonanz zu erhalten, muß ein Minimum des Wurzelausdruckes erreicht werden. Es liegt daher nahe, den Ausdruck $-\omega_H^2 L_T C_P + L_T/L_P = \text{Null}$ werden zu lassen. Dies erreicht man durch entsprechende Dimensionierung der Bauelemente des Parallelkreises.

$$\omega_H^2 L_T \cdot C_P = \frac{L_T}{L_P} \quad \text{und} \quad \omega_H^2 = \frac{1}{L_P \cdot C_P}.$$

Wie zu erkennen ist, muß bei der Berechnung der Bauelemente des Parallelkreises die Höckerfrequenz eingesetzt werden.

Das heißt, daß sich die Gleichung (2) wie folgt ändert:

$$L_P = \frac{2}{\omega_g^2 \cdot C_P}.$$

Die zweite Bedingung für ein Minimum des Wurzelausdruckes ist

$$\frac{\omega_H \cdot L_T}{R_0} < 1.$$

Nach Einhaltung der zwei Bedingungen bei Resonanz ist

$$1 - \omega_H^2 L_T \cdot C_P + \frac{L_T}{L_P} = 0 \quad \text{und} \quad \frac{\omega_H L_T}{R_0} < 1$$

und damit

$$|U_P| > U_1.$$

Um entsprechende Sicherheit zu erhalten, wo das Maximum der Spannung U_P bei kompletter Schaltung liegt, wird die Gleichung (12) differenziert.

$$\frac{|U_P|}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \omega^2 L_T C_K + \frac{L_T}{L_P} \right)^2 + \left(\frac{\omega L_T}{R_0} \right)^2}}$$

Es wird gesetzt:

$$\frac{|U_P|}{U_1} = y.$$

Die Faktoren der Summe unter dem Bruchstrich werden nicht mit aufgeführt, da sie entfallen, wenn $\frac{dy}{d\omega}$ gleich Null gesetzt wird.

$$\frac{dy}{d\omega} = 2 \left(1 - \omega^2 L_T \cdot C_K + \frac{L_T}{L_P} \right) (\omega L_T C_K) + 2 \left(\frac{\omega L_T}{R_0} \right) \left(\frac{L_T}{R_0} \right),$$

$$\frac{dy}{d\omega} = 2 \omega L_T C_K - 2 \omega^3 L_T^2 \cdot C_K^2 + 2 \frac{\omega L_T^2 C_K}{L_P} + 2 \frac{\omega L_T^2}{R_0^2}.$$

Die erste Ableitung $\frac{dy}{d\omega}$ ist der Anstieg (Tangens) der Funktionskurve $|U_P|/U_1$. Diese Kurve hat dann ein Maximum, wenn der Tangens den Wert Null erreicht hat. Es wird also das Maximum erreicht, wenn die Bedingung

$$\tan \varphi = \frac{dy}{d\omega} = 0$$

vorliegt.

Durch Weiterentwicklung erhält man die Resonanzformel der kompletten Schaltung.

$$2 \omega^3 L_T^2 \cdot C_K^2 = \frac{2 \omega L_T^2 \cdot C_K}{L_P} + \frac{2 \omega L_T^2}{R_0^2} + 2 \omega L_T C_K,$$

$$\omega^2 = \frac{1}{C_K^2 \cdot R_0^2} + \frac{1}{L_P \cdot C_K} + \frac{1}{L_T \cdot C_K},$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{C_K^2 \cdot R_0^2} + \frac{1}{L_P \cdot C_K} + \frac{1}{L_T \cdot C_K}}.$$

Zum Abschluß sei nochmals darauf hingewiesen, daß diese Schaltung nur dort anzuwenden ist, wo man bestimmte Fre-

quenzwerte zu messen hat (z. B. die Frequenzen 50, 80, 100, 120 und 150 Hz). Diese relativ „billige“ Schaltung hat außerdem noch den Vorzug, daß sie auch für Frequenzen unterhalb 100 Hz einzusetzen ist. Bei Verwendung für ein sehr breites Frequenzband müssen Schalter eingebaut werden, die die Größen der Bauelemente verändern.

Nachstehend wird ein Rechnungsgang für evtl. Berechnungen vorgeschlagen.

1. Berechnung der Grundwelle und der Harmonischen,
2. Berechnung des Parallelkreises unter Berücksichtigung der Höckerfrequenz. R_0 wird erst im Zusammenhang mit der Berechnung des Tiefpasses bestimmt,

3. Berechnung der Tiefpaßglieder unter Berücksichtigung der Bedingung

$$\frac{\omega L_T}{R_0} < 1,$$

4. Kontrolle der Resonanzfrequenz der gesamten Schaltung,
5. Berechnung der Spannungen U_p .

HAGEN JAKUBASCHK

Einfache Panorama-Empfangseinrichtung für Demonstrations- und Amateurzwecke

Panoramaempfänger sind Empfangsgeräte mit Katodenstrahlröhre, die zur ständigen Überwachung und visuellen Beobachtung eines bestimmten Empfangsfrequenzbereiches dienen. Ihre Wirkungsweise beruht darauf, daß die Empfängerabstimmung innerhalb eines gewissen Wellenbereiches laufend kontinuierlich verändert wird. Synchron mit der Abstimmung läuft der Schreibstrahl der Oszillografenröhre. Der in der jeweiligen Stellung der Abstimmung — und damit des Schreibstrahles — empfangene Sender bewirkt die Vertikalablenkung des Strahls in einem der Empfangsfeldstärke entsprechenden Maß. Die innerhalb des durchgestimmten („gewobbelten“) Frequenzbereiches vorhandenen Sender werden daher auf dem Bildschirm der Oszillografenröhre als nebeneinanderstehende Zacken abgebildet, deren Abstand ihrem Frequenzabstand und deren Höhe ihrer Feldstärke entspricht. Man ist so in der Lage, die Senderbelegung innerhalb des gewobbelten Frequenzbereiches sowie deren jeweilige Feldstärke und eventuelle gegenseitige Störungen, wie Fading und zu geringer Frequenzabstand, zu erkennen.

Baugruppenmäßig bestehen diese Empfangsgeräte aus einem normalen Empfänger, der jedoch außer der normalen Abstimmvorrichtung noch eine Vorrichtung zum automatischen Durchstimmen — meist elektronisch mittels Reaktanzröhre — enthält, einem Wobbelgenerator und einem speziell aufgebauten Oszillografen. Wegen ihres komplizierten und sehr aufwendigen Aufbaus ist jedoch der Selbstbau eines solchen Panoramaempfängers dem Amateur nur schwer möglich und kaum lohnend. Diese Geräte bleiben daher im wesentlichen den kommerziellen Diensten vorbehalten.

Unter Inkaufnahme einiger Vereinfachungen ist jedoch der Aufbau einer solchen Einrichtung möglich. Voraussetzung ist, daß dem Amateur bereits ein Katodenstrahloszillograf sowie ein für den gewünschten Wellenbereich geeigneter Rundfunksuperhet zur Verfügung stehen. An den Oszillografen, an dem keinerlei Eingriffe vorzunehmen sind, werden dabei keine übermäßig hohen Anforderungen gestellt, so daß hier eine einfache Ausführung genügt.

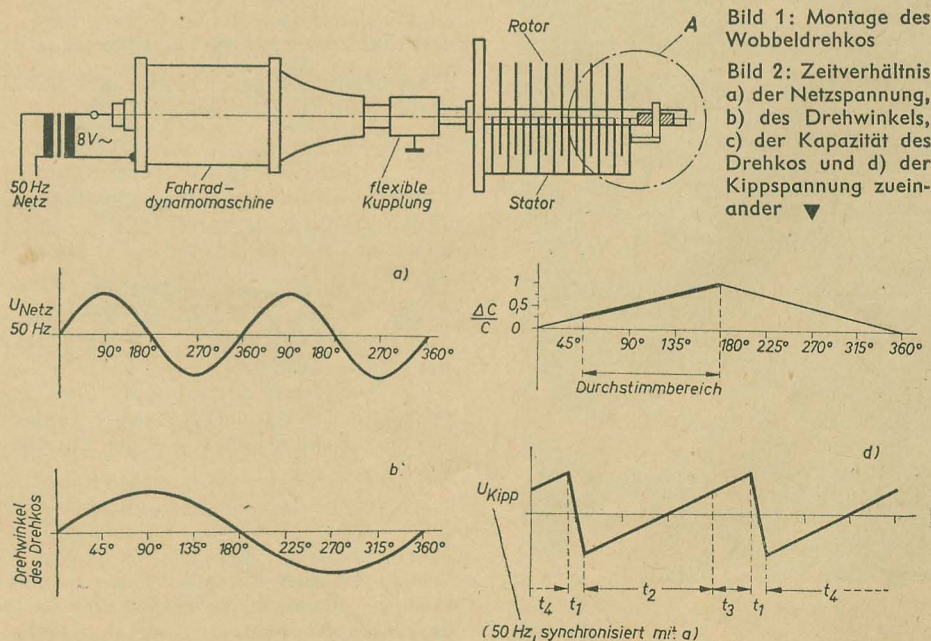
Als Durchstimmorgan für den Empfänger findet ein kleiner, leicht gängiger, gut gebauter und ausgewuchteter Drehko Verwendung. Er muß Kreisplattenschnitt besitzen und darf keinen Endanschlag haben, so daß er über volle 360° durchgedreht werden kann. Dieser Drehko wird dem im Empfänger vorhandenen Oszillatordrehko parallel geschaltet. Die Verbindung wird über kapazitätsarmes Abschirmkabel (Koaxialkabel mit dünner Seele, „Oszillografenkabel“) so kurz wie möglich hergestellt, was die Unterbringung dieses Drehkos mit seinem Antriebsmotor in unmittelbarer Nähe des Empfängerchassis bedingt. Der Drehko — dessen Endkapazität je nach gewünschter Breite des dargestellten Empfangsbereiches (nicht zu groß wählen!) etwa $\frac{1}{10}$... $\frac{1}{5}$ der Kapazität des Oszillatordrehkos betragen soll, wird durch einen Synchronmotor mit Netzfrequenz angetrieben. (Geeignete Ausführungen sind als Luft-Trimmerkondensatoren erhältlich.)

Als Motor eignet sich sehr gut ein gewöhnlicher Fahrraddynamo, der mit etwa 8 V Wechselspannung über einen kleinen Netztrafo gespeist wird. (Naturgemäß läuft er nicht von selbst an, sondern muß von Hand angeworfen werden, was

durch kurzes kräftiges Anstreifen der Achse mit dem gestreckten Finger leicht möglich ist.) Der Drehko verändert so — in Synchronismus mit der Netzfrequenz — die Empfängerabstimmung ständig um einen von seinem C-Wert abhängenden Betrag. Der Oszillograf wird ebenfalls mit der Netzfrequenz synchronisiert.

Als Anzeigespannung für den Y-Eingang des Oszillografen wird die an der Empfängerdiode entstehende Richtspannung benutzt. Da diese der Abstimmung trägheitslos folgen muß, muß die Schwundregelungsspannung des Empfängers außer Betrieb gesetzt werden. Die Spannung der Demodulatoriode des Empfängers wird über einen Widerstand von 300 bis 500 k Ω und über ein kurzes, kapazitätsarmes Schirmkabel dem Meßverstärkereingang des Oszillografen zugeführt. Bild 1 zeigt die Montage des Wobbel-drehkos, der mit einer geeigneten Übergangsmuffe mit der Achse des Dynamos gekuppelt wird.

Durch die Synchronisierung mit der Netzfrequenz ist die wichtigste Voraussetzung für ein „stehendes“ Bild gegeben. Praktisch sind jedoch noch einige störende Faktoren zu beachten, die anhand von Bild 2 erklärt werden sollen: Die Kurve a



stellt die Sinuskurve der Netzspannung dar. Die üblichen Dynamos haben jedoch vierpolige Anker, so daß auf eine Periode der Netzfrequenz eine halbe Ankerumdrehung entfällt ($n = 1500 \text{ U/min} = 25 \text{ U/s}$). Der Drehko wird daher ebenfalls mit 25 Umdrehungen je Sekunde durchgedreht. Die jeweilige Rotorstellung in bezug auf die Netzphase ist durch b dargestellt, wobei $0^\circ = 360^\circ$ dem herausgedrehten Rotor des Drehkos (kleinster C-Wert) entspricht. Kurve c zeigt den Verlauf der Drehkokapazität während einer Rotorumdrehung bzw. während zweier Perioden der Netzspannung. Die Kippfrequenz (Ablenkfrequenz) des Oszillografen wird auf 50 Hz eingestellt und mit der Netzfrequenz synchronisiert. Bei den Oszillografen üblicher Bauart erfolgt hierbei das Kippen (Rücklauf) der Ablenkspannung durch den positiven Spitzenwert der Synchronisierungsspannung, in diesem Falle also jeweils bei der Phasenlage 90° der Netzspannung (Kurve a). Wie aus Kurve c erkennbar, hat in diesem Moment der Wobbeldrehko ein Viertel seiner Endkapazität erreicht. Mit Beginn des Schreibens der X-Achse im Oszillografen wird daher der sich von hier ab bis zum vollen C-Wert ergebende Empfangsbereich registriert (Zeitraum t_2 in Kurve d, die den Verlauf der Kippspannung im Oszillografen zeigt). Beim Weiterdrehen des Drehkos über seinen Höchstwert bei 180° (Kurve c) hinaus wird der Empfänger rückläufig verstimmt, der Schreibstrahl aber läuft noch weiter, so daß der letzte Teil des Empfangsbereiches nochmals, jetzt aber spiegelbildlich aufgezeichnet wird. Das entstehende Doppel-Oszillogramm wäre prak-

tisch unbrauchbar. Diese sich aus der Polzahl des Dynamos und den Phasenverhältnissen zwischen Netz- und Kippspannung ergebenden Schwierigkeiten können jedoch umgangen werden, wenn es gelingt, nur den in Kurve c stark gezeichneten Teil des Kapazitätsverlaufes des Wobbeldrehkos auszunutzen

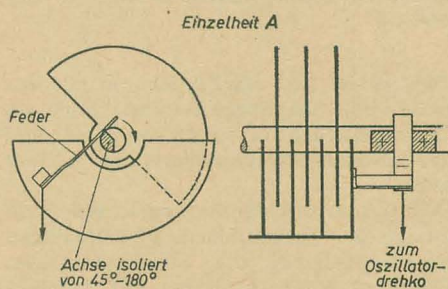


Bild 3: Kurzschluß zwischen Rotor und Stator des Wobbeldrehkos für einen gewünschten Drehwinkel von 225°

und ihn während der übrigen Zeit durch geeignete Mittel kurzzuschließen. Damit ist auch der Oszillatordrehko für diese Zeit kurzgeschlossen und der Empfänger außer Betrieb gesetzt. Dann wird ein einfaches, eindeutiges Oszillogramm geschrieben, das den Durchstimmbereich von 45° ($= 0,25$ -fache Gesamtkapazität) bis 180° (volle Kapazität) erfaßt. Das restliche Viertel wird dann auf der X-Achse des Oszillografen als Strich (Nullinie) geschrieben. Durch Vergrößerung der X-Ablenkspannung (und rechtsseitige Verschiebung der Strahl-Nullage)

kann dieser nutzlose Teil des Oszillogramms leicht beseitigt und das Oszillogramm über die ganze Schirmbreite gedehnt werden. Ebenfalls als Nulllinie wird die jeweils zweite Ablenkperiode über den ganzen Schirm geschrieben. Diese zusätzlich entstehende Nulllinie wirkt sich bei der Beurteilung des Oszillogramms sehr vorteilhaft aus.

Eine Methode, einen zeitweiligen Kurzschluß des Wobbeldrehkos herbeizuführen, besteht in folgendem: Aus der (eventuell verlängerten) Rotorwelle wird ein etwa 2 cm langes und $\frac{d}{2}$ tiefes Segment ($d =$ Durchmesser der Rotorwelle) herausgefräst (oder -gesägt) und dafür ein entsprechend halbkreisförmiges Segment aus Kunststoff (Pertinax oder dergl.) mit dem Radius $r = \frac{d}{2}$ eingefügt, das z. B.

durch zwei Senkschrauben gehalten werden kann (Bild 3). Eine Kontaktfeder ist einerseits mit dem Stator leitend verbunden und stellt andererseits den Kontakt mit dem Rotor an der segmentierten Stelle her. Sie schließt Stator und Rotor während 225° der Drehung des letzteren kurz, da sie das Metallsegment der Rotorwelle berührt; während der restlichen 135° jedoch sind Stator und Rotor durch das Kunststoffsegment voneinander isoliert. (Dem „ausgefuchsten“ Amateur werden zweifellos noch andere Möglichkeiten einfallen.)

Im Laboraufbau des Verfassers wurde der Kurzschluß durch einen dünnen Messingfederstreifen erreicht, der an geeigneter Stelle einer äußeren Statorplatte angelötet war.

DIE SARONG-KATODE

In den Forschungslaboratorien der (amerikanischen) Sylvania-Elektronenröhrenabteilung wurde eine neue Art der Herstellung von Katoden entwickelt, die viele Vorteile gegenüber der üblichen Sprühoxydkatode hat. Es handelt sich dabei um die Sarong-Katode.

Bei der Sarong-Katode wird auf einem dünnen Film eine Alkalikarbonatschicht aufgebracht. Die Oberfläche wird dann noch geschliffen. Während bei der üblichen Sprühkatode eine raue Oberfläche vorhanden ist, bei der die vorhandenen Spitzen Ursache von Rauschen sind, ist die Oberfläche der Sarong-Katode völlig glatt. Das Katodenband wird dann automatisch in entsprechende Stücke geschnitten, die um die Nickelhülsen herumgelegt werden. Die Kanten des um die Nickelhülse herumgelegten Katodenfilms stoßen stumpf aneinander. Über die Art des Films ist nichts Näheres bekannt. Er soll selbsthaftend sein. Vermutlich handelt es sich um einen Film auf Kunststoffbasis. Solche Filme besitzen, wenn sie sehr dünn sind, infolge statischer Aufladung eine starke Haftfähigkeit. Genauer über

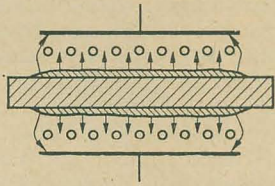
den Film und die Befestigung wird von der Sylvania Inc. aus verständlichen Gründen nicht gesagt.

Dadurch, daß die Emissionspaste auf einen Film aufgebracht ist, ist eine immer gleiche Breite der Emissionsschicht bei allen Röhrenexemplaren gewährleistet. Gefüge der Katode, Dichte, Länge, Dicke und Gewicht werden vor dem Einbau vorgeprüft. Die Schichtdicke der Sarong-Katode wird mit fünfmal engerer Toleranz eingehalten als bei den üblichen Sprühkatoden. Diese Gleichmäßigkeit der Katodenschicht hat eine Verminderung von Schlüssen zwischen Katode und Gitter zur Folge.

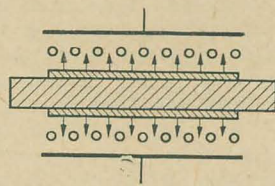
Bei der Sprühkatode kann man nicht verhindern, daß beim Sprühen Emissionspartikelchen auch außerhalb des gewünschten Emissionsraumes die Nickelhülse bedecken. Auch diese Emissionsschicht emittiert im Betrieb; die hier erzeugten Elektronen passieren aber nicht das Gitter, werden also nicht gesteuert, sondern gelangen außerhalb des Gitters direkt zur Anode (Umgriff). Die Folge ist, daß der Anodenstrom auch bei großen negativen Gitterspannungen nicht Null

wird, sondern daß ein mehr oder weniger großer „Schwanzstrom“ bleibt, so daß der untere Knick der Kennlinie langsam ausläuft. Bei der Sarong-Katode dagegen gibt es eine derartige Emission außerhalb des Gittereinflusses nicht, da die Breite der Emissionsschicht durch die Breite des Katodenfilms festgelegt ist. Daher ist der untere Knick der Kennlinie (das Anlaufstromgebiet) schärfer ausgeprägt, und die Steuerkennlinie verläuft geradliniger. Die Gefahr, die beim Besprühen besteht, daß Schichtteilchen innen in die Katodenhülse gelangen und dort zu Schlüssen Katode—Faden oder zur Herabsetzung des Isolationswiderstandes zwischen Katode und Faden führen, ist bei der Sarong-Katode ausgeschlossen.

Die Gleichmäßigkeit und die einheitliche Stärke der Katodenschicht sowie ihre glatte Oberfläche haben zur Folge, daß auch der Abstand zwischen Katode und Gitter auf der ganzen Länge genau gleich ist. Man kann jetzt mit dem Gitter noch näher an die Katode herangehen. Höhere und einheitliche Steilheit, größere Verstärkung und geringeres Rauschen sind die Folge. Die Rauschzahl soll bei Röhren



System mit Sprühkatode. An den Seiten gelangen Elektronen direkt zur Anode (Umgriff)



System mit Sarong-Katode. Es tritt kein Umgriff auf

mit Sarong-Katoden bei Fernsehfrequenzen bis zu 0,6 dB besser sein als bei Röhren mit Sprühkatoden. Die Möglichkeit von besonders stark emittierenden Emissionszentren auf der Katode („heiße Punkte“) und damit ungleichmäßigen Verschleißes derselben ist weitgehend ausgeschaltet. Vorversuche sollen ergeben haben, daß die Impulseigenschaften einige

10% besser sind als bei Röhren mit den herkömmlichen Sprühkatoden. Auch die Zwischenschichtimpedanz soll besser und der Zwischenschichtwiderstand kleiner sein.

Bei Röhren mit der Sarong-Katode sind infolge der einheitlichen, gleichmäßigen Emissionsschicht die Streuungen von Röhre zu Röhre in Bezug auf Anoden-

strom, Steilheit, Emission, p-Faktor (Lebensdauerkriterium) usw. geringer als bei den üblichen Röhren, so daß man die Arbeitsbedingungen (z. B. die Heiztoleranz) weniger einzuengen braucht als früher, ohne daß größere Emissionsänderungen die Folge sind.

Es wurden bereits über eine Million Sylvania-Röhren mit der neuen Sarong-Katode versehen, und zwar in erster Linie Tunerröhren, die Röhren 6 BC 8 ($S = 6,2 \text{ mA/V}$), 6 BQ 7 A ($S = 6,4 \text{ mA/V}$), 6 BS 8 ($S = 7,2 \text{ mA/V}$) und 6 BZ 7 ($S = 6,8 \text{ mA/V}$). Alle vier Typen sind steile Doppeltrioden für UHF-Verstärkung und für Kaskodeschaltungen. Es zeigte sich bei diesen Röhren, daß die an die Sarong-Katode gestellten Erwartungen erfüllt wurden. Es ist zu erwarten, daß Sylvania auch bei den anderen Röhren auf die Sarong-Katode übergeht. *Fritz Kunze*

FRITZ KUNZE

Eine Leistungspentode mit zwei Spanngittern

Von Valvo wurde eine neue kommerzielle Leistungspentode, die E 130 L, entwickelt, bei der nicht nur das Steuergitter als enggewickelter Spanngitter ausgebildet ist, sondern auch das Schirmgitter. Man erhält hierdurch eine hohe Steilheit von 25...45 mA/V. Hinzu kommt, daß die Schirmgitterdrähte im „Schatten“ der Steuergitterdrähte liegen und dadurch der Schirmgitterstrom sehr niedrig gehalten wird, so daß das Stromverteilungsverhältnis sehr günstig ist. Während z. B. bei der EL 34 bei einem Anodenstrom von 100 mA ein Schirmgitterstrom von etwa 15 mA fließt, beträgt er bei der E 130 L bei einem I_a von 100 mA nur 4 mA.

Die E 130 L gehört zur sogenannten „Roten Reihe“, die in erster Linie für industrielle Steuerungen bestimmt ist. Die besonderen Eigenschaften dieser Reihe sind: Zuverlässigkeit (p-Faktor $\approx 1,5\%$ pro 1000 Stunden), lange Lebensdauer (10000 Stunden, gemittelt über 100 Röhren), Stoß- und Vibrationsfestigkeit, enge Toleranzen, geringe Streuungen in der Fertigung und hohe Konstanz der Werte während der Lebensdauer. Die E 130 L mit ihrer hohen Steilheit ist besonders geeignet als Breitbandverstärker. Die Kapazitäten der Röhre sind infolge der kleinen Elektrodenabstände und der großen Elektroden allerdings verhältnismäßig groß, so daß das S/c-Verhältnis etwa 0,5...1 ist. Ferner ist die E 130 L als Regelverstärker der industriellen Elektronik, als Katodenverstärker und als Längsröhre in elektronisch stabilisierten Netzgeräten anzuwenden.

Die Anode der E 130 L ist nach oben an eine Kolbenkappe ausgeführt. Die Röhre ist hierdurch sehr spannungsfest und kann auch für Impulsbetrieb verwendet werden. Zulässig ist hierbei eine Anodenspitzenspannung von 6 kV und ein Katodenspitzenstrom von 1,5 A.

Auch als Gegentaktverstärker in Leistungsstufen kann die E 130 L verwendet werden. Man erhält bei $U_a = 300 \text{ V}$ mit zwei Röhren eine Sprechleistung von 60 W; die Röhre wird dabei mit einer effektiven Gitterwechselspannung von nur 9 V voll angesteuert. Diese Gegentaktschaltung wird von Valvo als B-Betrieb bezeichnet. Das dürfte nicht richtig sein, denn I_a beträgt in angesteuertem Zustand 80 mA pro Röhre. Der Arbeitspunkt liegt also in der gleichen Höhe wie bei der EL 34 bei der AB-Schaltung. Man arbeitet aber nicht mit einem Katodenwiderstand, sondern mit fester Vorspannung. Einen solchen Betrieb bezeichnet man als Gegentakt-D-Schaltung. Bei einer B-Schaltung arbeitet man in der Nähe des Fußpunktes der Kennlinie.

Heizung: $U_r = 6,3 \text{ V}$, $I_r = 1,7 \text{ A}$

Sockel: Oktalsockel

Meßwerte:

	als Pentode	als Triode
U_a	250	100 V
U_{g2}	150	100 V
U_{g1}	—15,5	—4,1 V
I_a	100	275 mA
I_{g2}	4	— mA
S	25	48 mA/V
R_i	10	0,167 k Ω
μ ($\mu_{g2/g1}$)	6,5*	7*
D ($*D_{g2}$)	15,3*	14,3* 12,5 %

Betriebswerte als D-Verstärker, 2 Röhren in Gegentakt geschaltet

U_a	300	V
U_{g2}	150	V
U_{g1}	—17	V
$R_{a/a}$	1,6	k Ω
$U_{g1 \text{ eff}}$	0,245	9 V
I_a	2×80	2×180 mA
I_{g2}	$2 \times 2,5$	2×22 mA
R	0,05	60 W
k	0	5 %

Grenzwerte:

Die Grenzwerte werden als absolute Werte angegeben, die auf keinen Fall, auch nicht durch Netzschwankungen oder Toleranzen der Bauelemente, überschritten werden dürfen.

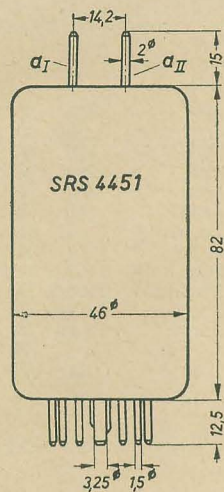
Anodenspannung	$U_{a \text{ max}}$	900 V
Anodenkaltspannung	$U_{aL \text{ max}}$	2 kV
Anodenspitzenspannung	$\hat{U}_{a \text{ max}}$	6 ¹⁾ kV
Schirmgitterspannung	$U_{g2 \text{ max}}$	250 V
Schirmgitterkaltspannung	$U_{g2L \text{ max}}$	550 V
Gittersperrspannung	$-U_{g1 \text{ max}}$	150 V
Anodenverlustleistung	$Q_{a \text{ max}}$	27,5 W
Schirmgitterbelastung	$N_{g2 \text{ max}}$	5 W
Steuergitterbelastung	$N_{g1 \text{ max}}$	0,1 W
Katodengleichstrom	$I_{k \text{ max}}$	300 mA
Katodenspitzenstrom	$\hat{I}_{k \text{ max}}$	1,5 ²⁾ A
Gitterableitwiderstand	$R_{g1(k) \text{ max}}$	1 M Ω
	$R_{g1(f) \text{ max}}$	0,5 M Ω
Spannung Heizfaden-Katode	$U_{r/k \text{ max}}$	200 V
	$U_{f/k \text{ max}}$	100 V
Widerstand Heizfaden-Katode	$R_{f/k \text{ max}}$	20 k Ω

Kapazitäten:

Eingang	C_e	etwa 35 pF
Ausgang	C_a	etwa 17 pF
Gitter 1 — Anode	$C_{g1/a}$	< 2 pF

¹⁾ Impulsdauer max. 18% einer Periode, max. 18 μs

²⁾ Impulsdauer max. 10% einer Periode, max. 4 ms



RÖHRENINFORMATION

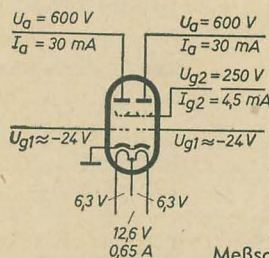
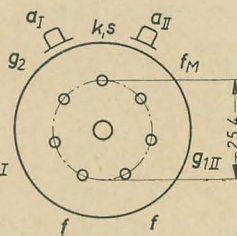
bearbeitet von Ing. Fritz Kunze

SRS 4451

Teil 1

Maximale
Kolbenabmessungen

Anschluß der Sockelstifte,
von unten gegen die
Stifte gesehen



Meßschaltung

Heizung

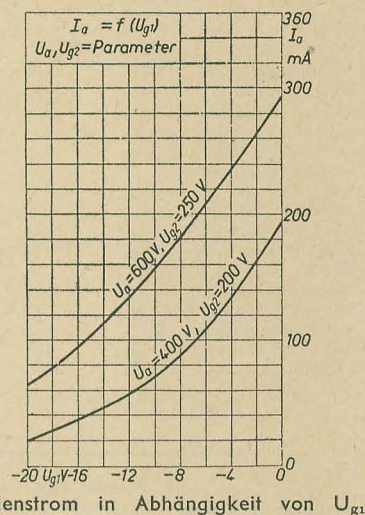
Indirekt geheizte Oxydkatode für
Wechselstrombetrieb, Parallelheizung
Heizfadenschaltung
hinter-
parallel einander

Heizspannung ..	U_f	6,3	12,6	V
Heizstrom	I_f	1,8	0,9	A

Meßwerte je System

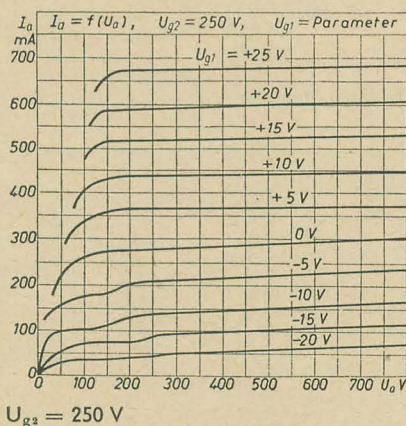
Anodenspannung ...	U_a	600	V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	250	V
Gittervorspannung .	U_{g1}	-24	V
Anodenstrom	I_a	30	mA
Steilheit	S	4,5	mA/V
Schirmgitter- verstärkungsfaktor	$\mu_{g2/g1}$	8,2	
Schirmgitterdurchgr.	D_{g2}	12,2	%

Statische Kennlinien

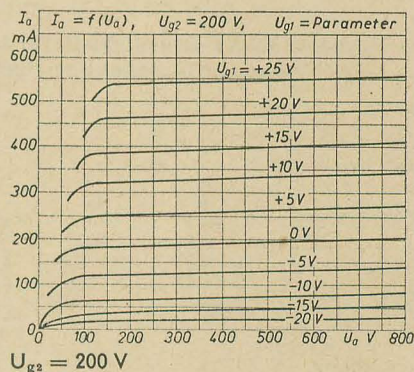


Anodenstrom in Abhängigkeit von U_{g1}

Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung

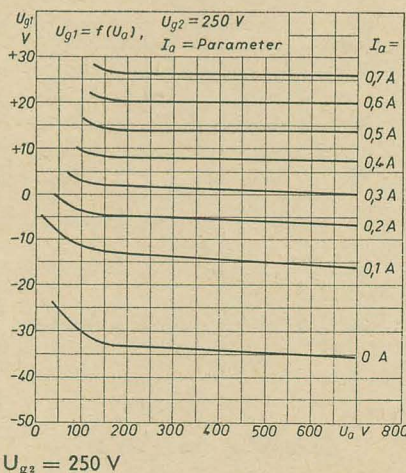


$U_{g2} = 250$ V

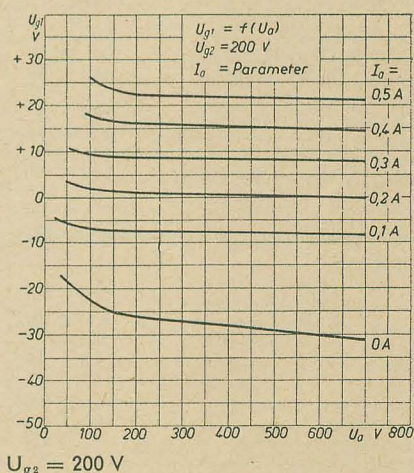


$U_{g2} = 200$ V

Gitterspannung in Abhängigkeit von der Anodenspannung



$U_{g2} = 250$ V



$U_{g2} = 200$ V

Aufbau

Verbundröhre, die zwei senkrecht nebeneinander angeordnete gleiche Tetrodensysteme enthält. Die Anoden sind nach oben ausgeführt. Die beiden Systeme haben eine gemeinsame Katode und ein gemeinsames Schirmgitter. Die Schirmgitterströme beider Systeme kann man deshalb nicht getrennt, sondern nur gemeinsam messen. Die innere Abschirmung liegt an Katode. Die Heizfäden beider Systeme liegen hintereinander; die Mitte ist aber an einen besonderen Sockelstift geführt, so daß man beide Heizfäden parallel oder in Serie schalten oder auch ein System allein benutzen kann.

Die Röhre hat einen Siebenstiftfuß. Die Stifte haben einen gleichmäßigen Abstand voneinander. Um den richtigen Sitz der Röhre in der Fassung zu gewährleisten, ist der Katodenstift etwas stärker als die anderen Stifte.

Verwendung

Die SRS 4451 ist eine strahlungsgekühlte Senderröhre mit innerer Neutralisation. Sie kann als HF-Verstärker bis zu 500 MHz, als Oszillator, als Frequenzvervielfacher, als Modulator und als NF-Gegentakt-B-Verstärker verwendet werden.

Die Betriebslage der Röhren kann beliebig sein. Bei waagerechter Anordnung ist allerdings darauf zu achten, daß die beiden Anodenstifte in einer waagerechten Ebene liegen.

Die Temperatur des Röhrenkolbens und der Stiftdurchführungen darf 180° nicht übersteigen. Bei hohen Umgebungstemperaturen und beim Betrieb der Röhre mit Frequenzen über 150 MHz ist eine zusätzliche Kühlung des Kolbens und der Anodenanschlüsse durch einen schwachen Luftstrom erforderlich.

Die Röhren sind vor Erschütterungen (Druck, Stoß, Schlag usw.) zu schützen.

Paralleltypen

Die SRS 4451 ist äquivalent der QQE 06/40 = 5894 = RS 1009. Ein ähnlicher Typ, aber weniger belastbar, ist die SRS 4452.

Betriebswerte als HF-Verstärker, Klasse C, Telegrafiebetrieb. Beide Systeme in Gegentakt geschaltet

a) CCS-Betrieb (Dauerbetrieb, Dauerstrich)

f	200	250	430	500	MHz
λ	1,5	1,2	0,7	0,6	m
U_a	600	750	520	500	V
U_{g2}	250	250	250	250	V
U_{g1}	-80	-80	-80	-	V
$R_{a/a}$	—	—	—	20	k Ω
$\hat{u}_{g1/g1}$	200	250	—	—	V
I_a	2×100	2×80	2×100	2×100	mA
I_{g2}	16	17	18	20	mA
I_{g1}	$2 \times 2,5$	$2 \times 1,5$	$2 \times 2,8$	2×3	mA
N_a	2×60	2×60	2×52	2×50	W
Q_a	2×15	$2 \times 17,5$	2×19	2×20	W
Q_{g2}	4	4,25	4,5	5	W
Q_{g1}	90	85	66	60	W
η	75	71	64	60	%

f	60	150	300	430	MHz
λ	5	2	1	0,7	m
U_a	600	500	500	400	V
U_{g2}	250	250	200	200	V
U_{g1}	-100	-60	-60	-50	V
$\hat{u}_{g1/g1}$	240	160	160	160	V
I_a	2×100	2×100	2×90	2×90	mA
I_{g2}	18	18	12	10	mA
I_{g1}	$2 \times 1,5$	2×1	$2 \times 1,5$	$2 \times 2,5$	mA
Q_{g1}	$2 \times 0,2$	$2 \times 0,08$	$2 \times 0,12$	$2 \times 0,2$	W
N_a	2×60	2×50	2×45	2×36	W
Q_a	2×17	$2 \times 17,5$	2×20	2×19	W
Q_{g2}	4,5	4,5	2,4	2	W
Q_{g1}	86	65	50	34	W
η	72	65	55	47	%

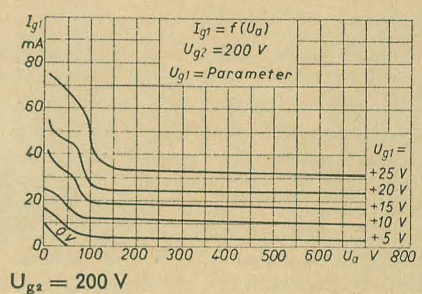
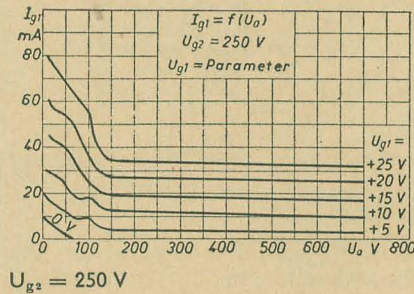
b) ICAS-Betrieb (intermittierender Betrieb)

Frequenz	f	250	MHz
Wellenlänge	λ	1,2	m
Anodenspannung	U_a	750	V
Schirmgitterspg.	U_{g2}	250	V
Gittervorspannung	U_{g1}	-80	V
Gitterwechselspg. von Spitze zu Spitze, Scheitelwert	$\hat{u}_{g1/g1}$	260	V
Anodenstrom	I_a	2×90	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	14	mA
Gitterstrom	I_{g1}	$2 \times 1,7$	mA
aufgenommene Anodengleichleistung	N_a	$2 \times 67,5$	W
Anodenverlustleistung	Q_a	$2 \times 19,5$	W
Schirmgitterverlustleistung	Q_{g2}	3,5	W
Nutzleistung	P	96	W
Wirkungsgrad	η	71	%

Hersteller

Die SRS 4451 wird vom VEB Werk für Fernmeldewesen, Berlin-Oberschöneweide, hergestellt.

Gitterstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung



SRS4452

Fortsetzung und Schluß der Röhreninformation radio und fernsehen Nr. 11 (1959)

Kapazitäten

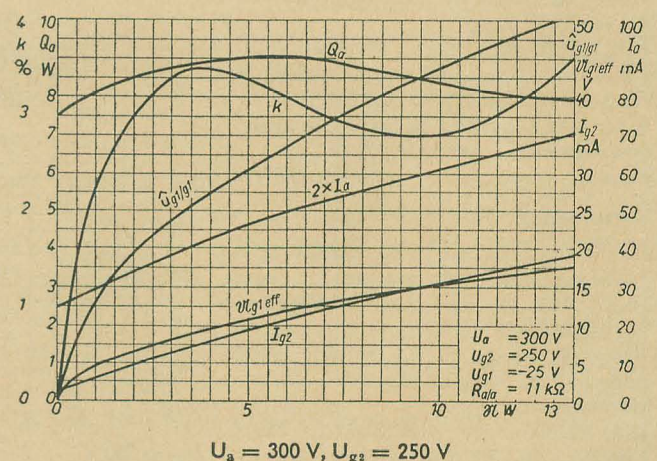
	ein System	beide Systeme in Gegentakt
c_o	7	4,4 pF
c_a	2,6	1,6 pF

Betriebswerte als NF-Gegentakt-B-Verstärker und Modulator, beide Systeme in Gegentakt geschaltet

U_a	500		300	V	
U_{g2}	250		250	V	
U_{g1}	—26		—25	V	
$R_{a/a}$	20		11	kΩ	
$\hat{u}_{g1/g1}$	0	52	0	50	V
$\hat{u}_{g1/g1\text{eff}}$	0	37	0	35	V
I_a	$2 \times 12,5$	$2 \times 36,5$	$2 \times 12,5$	2×35	mA
I_{g2}	0,7	16,2	1,2	19	mA
N_a	$2 \times 6,25$	$2 \times 18,25$	$2 \times 3,75$	$2 \times 10,5$	W
Q_a	$2 \times 6,25$	$2 \times 6,5$	$2 \times 3,75$	$2 \times 3,9$	W
Q_{g2}	0,18	4,05	0,3	4,75	W
Q_{g1}	0	23,5	0	13,2	W
k		3,5		3,5	%
η		63,5		63	%

Gegentakt-B-Verstärkung

$I_a, I_{g2}, Q_a, u_{g1\text{eff}}, \hat{u}_{g1/g1}, k$ in Abhängigkeit von der Nutzleistung



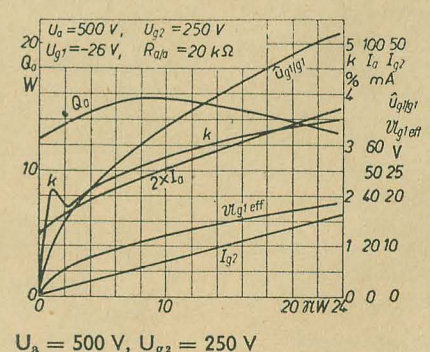
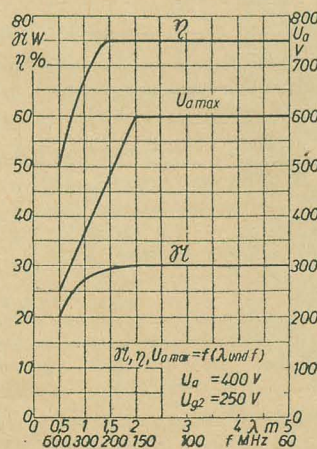
Grenzwerte bei Frequenzvervielfachung

$U_{a\text{max}}$	600	V
$Q_{a\text{max}}$	2×10	W
$U_{g2\text{max}}$	250	V
$Q_{g2\text{max}}$	3	W
$-U_{g1\text{max}}$	100	V
$I_{k\text{max}}$	2×50	mA
$I_{g1\text{max}}$	$2 \times 2,5$	mA
$U_{f/k\text{max}}$	100	V

Grenzwerte bei NF-Gegentaktverstärkung

$U_{a\text{max}}$	600	V
$Q_{a\text{max}}$	2×10	W
$U_{g2\text{max}}$	250	V
$Q_{g2\text{max}}$	3	W
$-U_{g1\text{max}}$	75	V
$I_{k\text{max}}$	2×55	mA
$R_{g1(k)\text{max}}$	100	k Ω
$R_{g1(f)\text{max}}$	50	k Ω
$U_{f/k\text{max}}$	100	V

Klasse C, Telegrafiebetrieb. Beide Systeme in Gegentakt geschaltet



◀ Anodenspannung, Nutzleistung und Wirkungsgrad in Abhängigkeit von der Frequenz (Maximalwerte)

Fachbücher

Baurat Dipl.-Ing. Georg Rose

Fundamente der Elektronik

Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH,
Berlin-Borsigwalde
223 Seiten, 431 Bilder, 10 Tabellen,
Ganzleinen 18,50 DM

Die schnelle Entwicklung und die enorme Bedeutung der Elektronik ist ein zwingender Grund dafür, sich eingehender mit diesem Gebiet zu befassen. Darum ist das Erscheinen dieses Fachbuches, in dem das Grundsätzliche der Elektronik klar und deutlich behandelt wird, besonders zu begrüßen. Der Verfasser, der durch Veröffentlichungen technischer Lehrbücher bekannt ist, seit Jahren Dozent an Ingenieurschulen, geht dabei von der Voraussetzung aus, daß durch die Verbindung von Theorie und Praxis, also durch die Kenntnisse der elektronischen Einzelteile, Bausteine und Grundschaltungen ein Eindringen in die Elektronik wesentlich erleichtert wird. Die physikalisch-technischen Zusammenhänge werden im allgemeinen so klargelegt, daß auch dem nicht mit der „Materie“ vertrauten Leser eine relativ solide Grundlage auf dem Gebiet der Elektronik vermittelt wird.

Im Vordergrund dieses Fachbuches stehen deshalb nicht die zahlreichen elektronischen Industriegeräte, sondern relativ einfache Grundschaltungen, aus denen diese Geräte entwickelt wurden. Vorausgesetzt sind dabei gute elementare Grundkenntnisse der Elektrotechnik. Mathematische Abhandlungen wurden weitgehend vermieden. Nach einer einleitenden Übersicht

über Bauteile und deren Anwendung in der Elektronik werden in den einzelnen Kapiteln die Elektronenröhren, Ionenröhren, die Halbleiter und andere Bauteile sowie elektronische Verfahren behandelt.

Im Kapitel „Elektronenröhren“ werden Dioden, Trioden, Mehrgitterröhren sowie Katodenstrahlröhren, verbunden mit Schaltungsbeispielen, eingehend beschrieben. Das sich anschließende Kapitel „Ionenröhren“ vermittelt einen guten Überblick über Glimmröhren, Gasdioden, Thyatronen, Relaisröhren sowie Geiger-Müller-Zählrohre. Dabei tragen die zahlreichen Grund- und Standardschaltungen viel zum Verständnis der elektronischen Schaltungsweise bei.

Der Abschnitt „Halbleiter und andere Bauelemente“ behandelt unter anderem Transistoren, Fotoelemente, Heißeiter und Magnetverstärker. Im Hinblick auf die Wichtigkeit der Transistoren in der Elektronik könnte dieser Abschnitt etwas ausführlicher sein. Außerdem sollte der Leser nicht mit Formulierungen wie Blockbasisschaltung oder Emitterbasisschaltung überrascht werden. Die Thematik dieses Abschnittes bleibt jedoch erhalten. Das gleiche gilt für die etwas sehr knappe Beschreibung der Varistoren, die doch immerhin einen sehr breiten Rahmen innerhalb der Bauelemente einnehmen. Hier hätten eine physikalische Erklärung über das Wesen der nichtlinearen Widerstände sowie einige Schaltungsbeispiele wertvolle Hinweise geben können.

Der letzte Abschnitt ist den allgemein üblichen elektronischen Verfahren gewidmet, wie z. B. Zeitmessungen, elektronische Motorsteuerung, Steuern und Regeln und Zählerschaltungen. Hierbei wird das elektronische Rechnen und Zählen in leichtverständlicher Form behandelt und somit wesentliche Grundkenntnisse in diesem besonderen Zweig der Elektronik vermittelt.

Das Buch ist geeignet, da es die Fundamente der Elektronik behandelt, allen an der Elektronik Interessierten einen allgemeinen Überblick zu vermitteln. Der Druck und die Ausstattung des Buches sind gut. Das klar gegliederte Sachwörterverzeichnis sowie die Literaturangaben ergänzen den Rahmen. *Belter*

Neuerscheinungen und Neuauflagen

Voigt, R., *Elektrische Widerstände*. 252 Seiten, 104 Bilder, 48 Tafeln, DIN A 5, Ganzleiderin 21,— DM. VEB Verlag Technik, Berlin

Wlassow, N. A., *Neutronen*. Übersetzung aus dem Russischen. 416 Seiten, 176 Bilder, 30 Tabellen, 28,— DM. VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin

Henze, Fritz, *Blindstrom und Leistungsfaktor*. 3., verb. und erw. Auflage. 112 Seiten, 98 Bilder, kartoniert 4,— DM. Fachbuchverlag Leipzig

Zühlsdorf, Werner, *Grundlagen der Steuerungstechnik*. 2. Auflage. 202 Seiten, 68 Bilder, 15,— DM. VEB Verlag Technik, Berlin

Brzoska, Franz und Walter Bartsch, *Mathematische Formelsammlung*. 5. Auflage. 345 Seiten, 185 Bilder, 7,80 DM. Fachbuchverlag Leipzig

Morgenroth und Rothammel, *Taschenbuch für den Kurzwellenamateur*. 6. Auflage. 266 Seiten, 5,80 DM. Verlag Sport und Technik, Berlin

Arnold, H., und A. Lange, *Die sozialistische Rekonstruktion in der Industrie der Deutschen Demokratischen Republik*. 2. Auflage. 112 Seiten, 1 Tabelle, broschiert 2,— DM. Verlag Die Wirtschaft, Berlin

Mehr als bezahlt...



machen sich für jeden Exportbetrieb die Analysen der Warenmärkte in der Wochenzeitung

MARKT *Informationen*
FOR DEN AUSSENHANDEL

Die aktuelle Wochenzeitung für Handelspolitik, Marktforschung und Handelstechnik. Erscheint wöchentlich, Format 29,7 x 42 cm, Umfang 12 Seiten (einseitig bedruckt, zum Ausschneiden geeignet), monatlicher Bezugspreis DM 17,50. Probeexemplare senden wir Ihnen auf Wunsch unverbindlich und kostenlos.

Bestellungen nehmen entgegen: Die Deutsche Post, der Buchhandel und der Verlag.

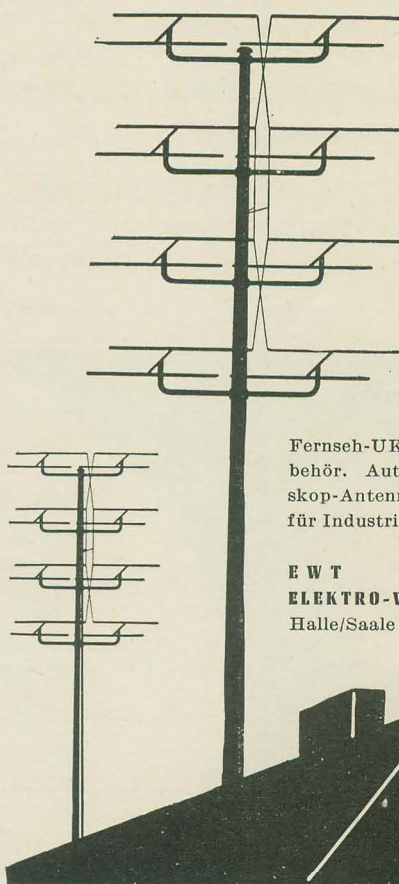


VERLAG DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22



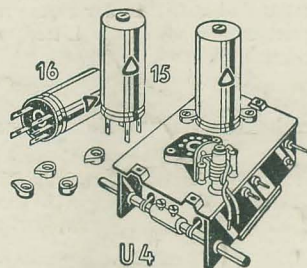
**FEBA 3 H 16 G-4
BREITBAND-
ANTENNE**

mit
Silber-Alox-Mantel



Fernseh-UKW-Antennen und Zubehör. Auto-, Kofferradio-, Teleskop-Antennen, techn. Heizkörper für Industrie und Haushalt

**EWT
ELEKTRO-WÄRMETECHNIK HALLE**
Halle/Saale N 10, Trothaer Straße 49



UKW-Superspulenatz SS p 222 mit Doppeltriode und Induktivitätsabstimmung

RUNDFUNK-SPULENSÄTZE

für Superhet-, Einkreis- und UKW-Empfänger – UKW-Tuner – Miniatur-Zwischenfrequenzbandfilter 10,7 MHz – Zwischenfrequenzbandfilter 468 kHz – Tastenschalter mit und ohne Spulenaufbauten – Miniatur-Tastenschalter für Klangcharacterschaltung, für Kofferradios und Magnettontechnik – Netztransformatoren – Siebdrosseln – Drahtwiderstände 0,5 bis 80 Watt

GUSTAV NEUMANN KG · CREUZBURG/WERRA

THÜRINGEN

Verkauf nur über den Fachgroßhandel

**Qualifizierter Rundfunkmechaniker
oder HF-Techniker** für unser HF-Labor gesucht.

**OBSERVATORIUM
FÜR IONOSPÄRENFORSCHUNG**
KÜHLUNGSBORN, Mitschurinstraße 4-6

Wir suchen für Wartung und Reparatur elektronischer Meß- und Prüfgeräte und zum Aufbau von Versuchs-Schaltungen

einen erfahrenen Rundfunkmechaniker
zum baldmöglichsten Antritt.

Die Bewerbungsunterlagen sind zu richten an:
Institut für Textiltechnologie der Chemiefasern,
Rudolstadt-Schwarza, Kaderabteilung

Frequenzkurven- aufnahmegerät

zur photographischen Aufnahme von Frequenzkurven an Oszillografen, Selektografen usw. verkauft

TELE-RADIO, Berlin O 112
Schließfach 19

Katodenstrahlröhren

alle Typen und

Stabilisatoren

STV 280/80 z

kauft

TELE-RADIO, Berlin O 112
Schließfach 19

LAUTSPRECHER- REPARATUREN

kurzfristig (alle Fabrikate)

Kurt Trentzsch

Werkstätten für Elektro-
Akustik, Dresden A1, Palm-
straße 48, Telefon 4 21 63

Prüf-Fix 1

für schnelle Durchgangsprüfungen
bei Leitungen und Kontakten
P.G.H. „Energie“, Torgau

Suche dringend „Radio und
Fernsehen“ u. „Funktechnik“
1955, 1956 u. 1957 kompl., lose
od. gebund. Zusehr. u. DG 14321
an Dewag Gera, Stalinstraße 7

Unser Fabrikationsprogramm:

Kondensator-Mikrofon-Verstärker Typ CMV 563

Kondensator-Mikrofon-Kapseln

Nieren-Achter-Kugel-Charakteristik
Typ M55K, M7, M8, M9, M18 u. 026/2



Tischständer, Mikrofon-Zubehör

Steckverbindungen 5- und 6 polig

GEORG NEUMANN & CO.
GEFELL/VOGTLAND · RUF 185

Bitte fordern Sie unsere Prospekte an!

**Stanz-
Press-
Spritzwerkzeuge**

eine Spitzenleistung
deutscher Werkmannsarbeit

**C. Geffers & Co.
Erfurt**

Die Spezialisten seit Generationen

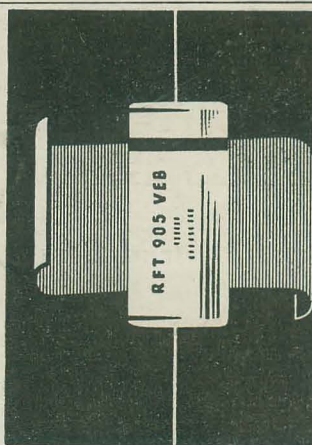
Kondensatoren

für die Rundfunk-, Fernmelde-
und Meßtechnik

mit Papier- oder Kunststoffolie als Dielektrikum

VEB Kondensatorenwerk Görlitz

Görlitz, Uferstraße 5-6



RFT